М. П. КОСТЕНКО, Л. М. ПИОТРОВСКИЙ

ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ МАШИНЫ

ЧАСТЬ ВТОРАЯ

МАШИНЫ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА

ИЗДАНИЕ ТРЕТЬЕ, ПЕРЕРАБОТАННОЕ И ДОПОЛНЕННОЕ

Допущено Министерством высшего и среднего специального образования СССР в качестве учебника для студентов электроэнергетических и электротехнических специальностей высших технических учебных заведений

„ЭНЕРГИЯ"
Ленинградское отделение
1973

6П2.12
К72
УДК 621.313/314(075,6)

Рецензент—кафедра электрических машин МЭИ (зав. кафедрой чл.-корр. АН СССР *Г. Н. Петров*)

Костенко М. П., Пиотровский Л. М.

К72 Электрические машины. В 2-х ч. Ч. 2. — Машины переменного тока. Учебник для студентов высш. техн. учеб. заведений. Изд. 3-е, перераб. Л., «Энергия», 1973.

648 с. с ил.

В книге излагаются основы теории электрических машин переменного тока, рассматриваются принципы их устройства и производится анализ их работы.

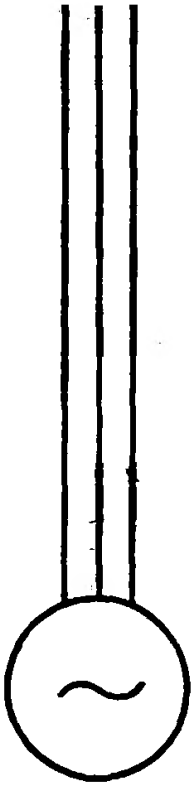
Рассматриваются синхронные, асинхронные и коллекторные машины переменного тока.

Книга представляет собой общий курс электрических машин и предназначена для студентов энергетических и электротехнических вузов. Она может быть также полезна инженерам-электрикам, работающим в области теории, исследования, производства и эксплуатации электрических машин.

В третьем издании сделаны некоторые дополнения и уточнения отдельных разделов книги.

К $\frac{3310\text{-}029}{051(01)\text{-}73}$ 30-БЗ-28-72 6П2.12

© Издательство «Энергия», 1973 г.



Раздел первый

ОБЩИЕ ВОПРОСЫ МАШИН ПЕРЕМЕННОГО ТОКА

Глава первая

ОСНОВНЫЕ ТИПЫ МАШИН ПЕРЕМЕННОГО ТОКА И ИХ УСТРОЙСТВО

1-1. Основные типы машин переменного тока

Существуют два основных типа машин переменного тока: а) синхронные и в) асинхронные. В свою очередь асинхронные машины подразделяются на а) бесколлекторные и б) коллекторные.

Синхронной называется такая машина, скорость вращения которой n находится в строго постоянном отношении к частоте сети f, а именно:

$$f = pn \text{ или } n = f/p, \tag{1-1}$$

где p — число пар полюсов.

Синхронная машина возбуждается постоянным током, который подводится к ее обмотке возбуждения от сети постоянного тока или от специальной машины постоянного тока, называемой возбудителем. Но синхронные машины малой мощности могут быть выполнены с постоянными магнитами или в виде так называемой реактивной синхронной машины, которая не имеет специальной обмотки возбуждения (гл. 12).

Асинхронной называется такая машина, скорость вращения которой n при заданной частоте f зависит от нагрузки и в которой, следовательно,

$$f \neq pn. \tag{1-2}$$

В асинхронной машине магнитное поле создается переменным током, подводимым к ней от какого-нибудь источника переменного тока.

Синхронные и асинхронные машины обладают принципом обратимости и поэтому могут работать как в режиме генератора, так и двигателя.

Синхронная машина используется главным образом как генератор для производства электрической энергии переменного тока на электрических станциях, но в то же время она имеет широкое применение как двигатель, а также как синхронный компенсатор, представляющий собой по существу синхронный двигатель, работающий в режиме холостого хода (гл. 13).

В отличие от синхронных, асинхронные машины применяются преимущественно при работе в режиме двигателей.

1-2. Принцип действия синхронной машины

Основной принцип работы синхронной машины тот же, что и машины постоянного тока, но в отличие от последней в синхронной машине не требуется производить выпрямления наводимой в обмотке якоря переменной во времени э. д. с. в постоянную. Поэтому синхронная машина не нуждается в коллекторе. На рис. 1-1, *а* изображена схема двухполюсного генератора с кольцевым якорем. Чтобы получить на его основе простейший вид синхронного трехфазного генератора, нужно взять на окружности якоря три точки *a*, *b*, *c*, сдвинутые каждая относительно соседней на угол $\alpha=2\pi/3$, и, соединив их с тремя посаженными на вал кольцами, вывести их на сеть переменного тока через систему наложенных на кольца щеток A_1—B_1—C_1 и зажимы *A*—*B*—*C*. В этом случае мы имеем на якоре три фазные обмотки $a-x$, $b-y$ и $c-z$, соединенные между собой по способу треугольника.

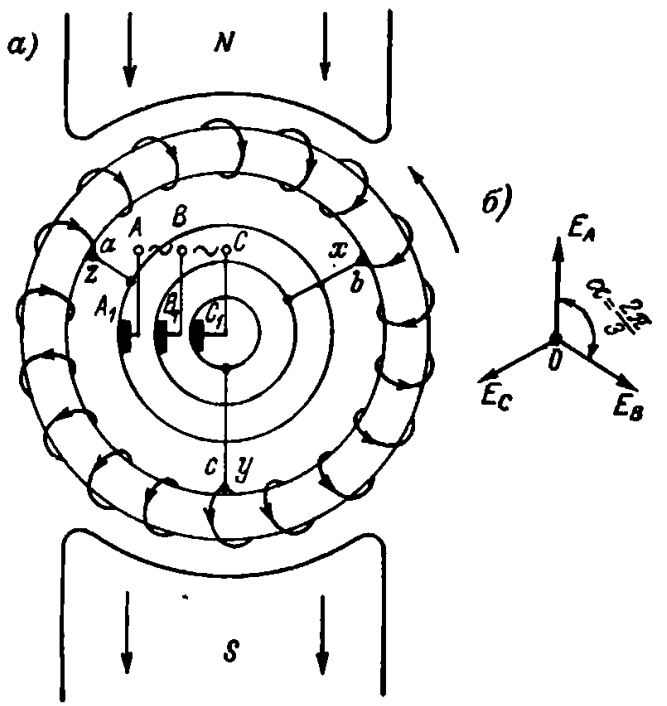


Рис. 1-1. Принципиальная схема трехфазного синхронного генератора

При вращении якоря в магнитном поле в обмотках $a-x$, $b-y$ и $c-z$ наводятся э. д. с. E_A, E_B, E_C, имеющие частоту $f=pn$ и сдвинутые по фазе каждая относительно соседней на угол $\alpha=2\pi/3$ (рис. 1-1, *б*). Если нагрузка распределена в сети равномерно, то машина генерирует симметричную систему трехфазного тока I_A, I_B, I_C, причем в общем случае ток в фазной обмотке сдвинут относительно э. д. с. этой обмотки на некоторый угол φ, определяемый родом нагрузки. Можно показать (подробнее — см. гл. 4), что эта система токов создает магнитное поле,

основная волна которого вращается относительно якоря со скоростью $n=f/p$ в направлении, обратном направлению его вращения. Следовательно, это поле неподвижно относительно поля полюсов и вступает с ним в постоянное взаимодействие, которое и лежит в основе работы синхронной машины. При этом в рассматриваемом случае происходит преобразование механической энергии, подводимой к машине с вала, в электрическую, т. е. машина работает в режиме синхронного генератора. Но по принципу обратимости она может работать в режиме синхронного двигателя, если из сети подвести к ней через щетки $A_1 - B_1 - C_1$ электрическую энергию трехфазного тока.

В общем случае мы можем осуществить m-фазную систему, если в двухполюсной машине возьмем m точек, равномерно распределенных по окружности якоря ($\alpha=2\pi/m$), и выведем их на сеть переменного тока через систему m посаженных на вал колец и m наложенных на кольца щеток.

1-3. Основные конструктивные типы синхронных машин

Расположение основных элементов синхронной машины, показанное на рис. 1-1, *а* (неподвижные полюсы и вращающийся якорь), является целесообразным только в синхронных машинах малой мощности. В синхронных машинах средней и большой мощности эта конструкция нецелесообразна, так как современные синхронные машины строятся на напряжения до 27 *кв* и на токи до нескольких тысяч ампер, а в этих условиях работа контактных колец становится ненадежной.

Длительный опыт выполнения и эксплуатации синхронных машин показал, что наиболее экономичной и удобной оказывается система с обратным по отношению к рис. 1-1, *а* расположением основных элементов машины, а именно: полюсы, возбуждаемые постоянным током, располагаются на вращающейся части машины, называемой ротором, а обмотка якоря переменного тока укладывается на неподвижной части машины, называемой статором. Поэтому в дальнейшем мы будем иметь в виду прежде всего этот тип машины.

В конструктивном отношении различают два основных типа синхронных машин, а именно: а) неявнополюсные, т. е. машины с неявно выраженными полюсами (см. ниже рис. 1-2), и б) явнополюсные, т. е. машины с явно выраженными полюсами (см. рис. 1-10 и др.).

То или иное конструктивное исполнение синхронной машины связано в основном со скоростью ее вращения n.

При заданной частоте наибольшую скорость вращения имеют машины с числами пар полюсов $p=1$ и $p=2$; при $f=50$ *гц* в первом случае имеем $n=50$ *об/сек* $=3000$ *об/мин*; а во втором $n=25$ *об/сек* $=1500$ *об/мин*. В таких машинах большой мощности скорость на окружности ротора настолько велика (см. ниже табл.

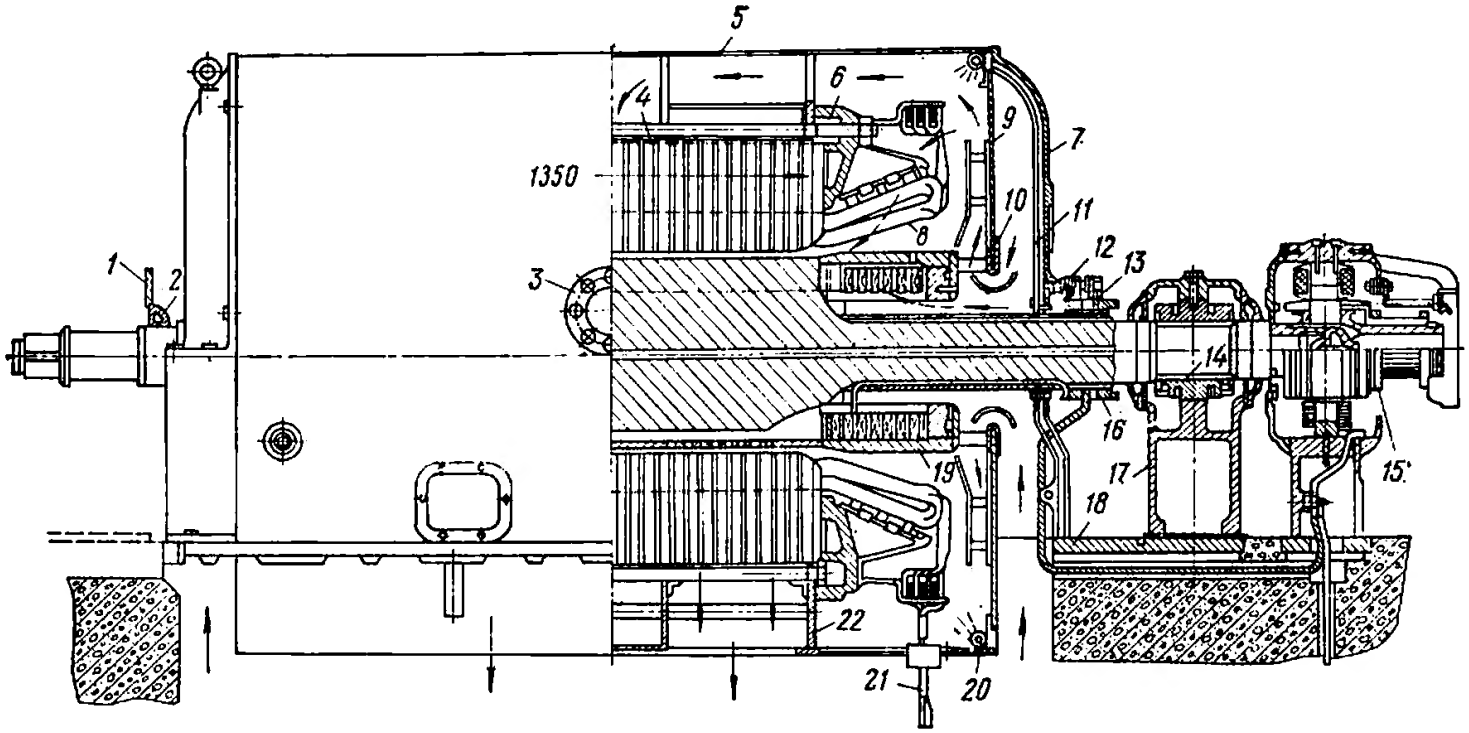


Рис. 1-2. Продольный разрез турбогенератора с воздушным охлаждением

1 — держатель маслоотражателя со стороны турбины; *2* — маслоотражатель; *3* — приспособление для подъема статора; *4* — сердечник статора; *5* — обшивка корпуса; *6* — нажимное кольцо статора; *7* — щит наружный; *8* — обмотка статора; *9* — щит внутренний; *10* — щит вентиляторный; *11* — уплотнение щитов; *12* — щеткодержатель. *13* — щетка; *14* — вкладыш; *15* — возбудитель; *16* — контактное кольцо; *17* — подшипник; *18* — фундаментная плита; *19* — ротор; *20* — противопожарный трубопровод; *21* — выводы; *22* — корпус

1-1), что из соображений механической прочности ротора и лучшего размещения и укрепления обмотки возбуждения последнюю приходится распределять по поверхности ротора, т. е. выполнять машину как неявнополюсную. Если же $p \geqslant 3$, то скорость на окружности ротора уменьшается, и синхронные машины выполняются обычно явнополюсными, так как при этом их изготовление упрощается.

Синхронные генераторы чаще всего приводятся во вращение паровыми и гидравлическими турбинами. В первом случае синхронный генератор называется *турбогенератором*, а во втором — *гидрогенератором*. Паровые турбины принадлежат к числу быстроходных машин, соответственно чему турбогенераторы имеют неявнополюсное исполнение. Наоборот, гидрогенераторы имеют явнополюсное исполнение, так как гидравлические турбины принадлежат к числу тихоходных машин. В явнополюсном исполнении изготовляются также синхронные генераторы, приводимые во вращение двигателями внутреннего сгорания, а также синхронные двигатели и компенсаторы. Но в тех случаях, когда требуются синхронные двигатели с большой скоростью вращения (например, для привода турбокомпрессоров), они выполняются по типу турбогенераторов как двухполюсные машины неявнополюсного исполнения.

1-4. Конструкция неявнополюсных синхронных машин

Рассмотрим конструкцию этих машин на примере турбогенераторов. В настоящее время турбогенераторы изготовляются преимущественно в двухполюсном исполнении, так как при увеличении скорости вращения экономичность работы паровых турбин значительно повышается и за счет некоторого уменьшения габаритов турбины и генератора удешевляется их изготовление.

На рис. 1-2 приведен продольный разрез двухполюсного турбогенератора завода «Электросила» на 6 тыс. *квт*, 3000 *об/мин*, конструкция которого характерна и для машин большей мощности. Самую ответственную в механическом и тепловом отношении часть турбогенератора представляет ротор. При нормальной скорости вращения линейные скорости на окружности ротора достигают в четырехполюсных турбогенераторах 125—145 *м/сек*, а в двухполюсных турбогенераторах большой мощности — 170—185 *м/сек*. Развивающиеся при этих скоростях центробежные силы создают в некоторых частях ротора весьма большие механические напряжения. В связи с этим в современных турбогенераторах ротор изготовляется обычно массивным (рис. 1-3) из цельной стальной поковки высокой прочности, достигаемой в результате сложного процесса термической и механической обработки ее. В крупных машинах применяется специальная хромоникельмолибденовая сталь с временным сопротивлением разрыву около 800 *н/мм*^{2}, пределом текучести 550—600 *н/мм*^{2} и удлинением около 20%. В осевом направлении по всей длине ротора просверлива-

ется центральное отверстие, служащее, во-первых, для исследования материала в центральной зоне поковки, а во-вторых, разгружающее поковку от опасных внутренних напряжений.

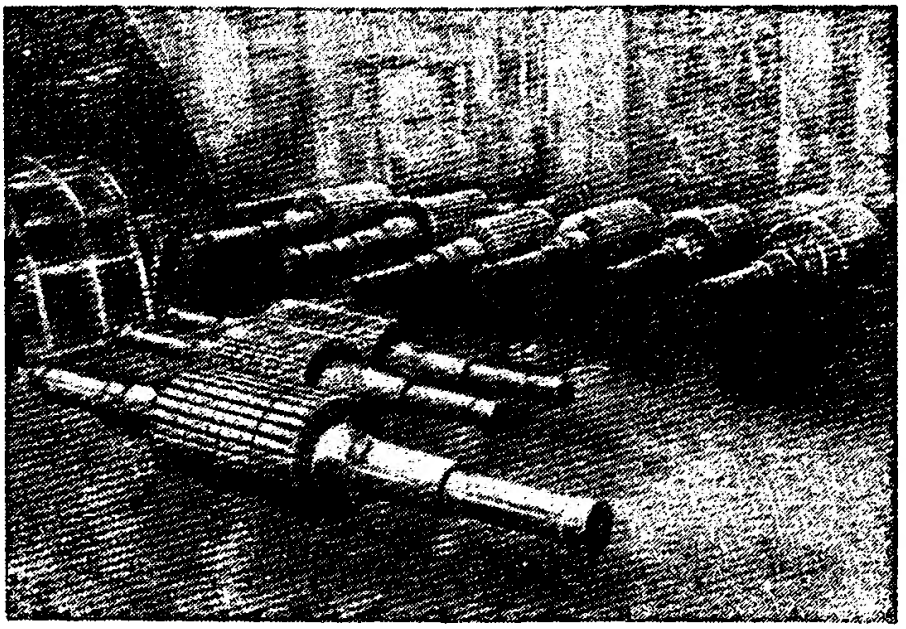


Рис. 1-3. Конструкция ротора турбогенератора

В роторе фрезеруются пазы, в которые укладывается обмотка возбуждения. Различают: а) роторы с радиальными пазами и б) роторы с параллельными пазами (рис. 1-4, *а*, *б*). Мы будем иметь в виду конструкцию с радиальными пазами.

Примерно третья часть полюсного деления оставляется свободной от пазов и образует так называемый большой зубец, через который проходит главная часть магнитного потока генератора.

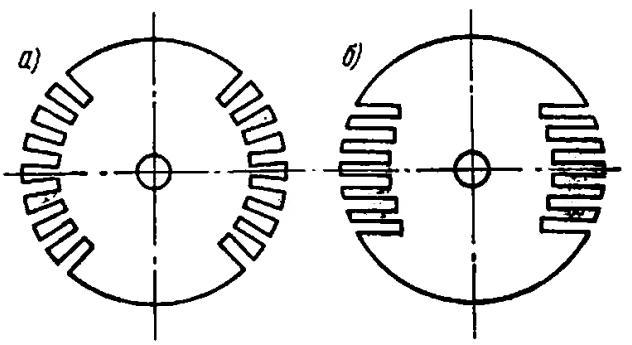


Рис. 1-4. Пазы ротора турбогенератора

В связи с большими скоростями на окружности ротора закрепление обмотки ротора в пазах производится при помощи металлических клиньев, основные формы сечения которых показаны на рис. 1-5, *а* и *б*. Клинья делаются из немагнитной стали и из немагнитных сплавов.

Закрепление лобовых частей обмотки ротора производится при помощи роторных бандажей. Бандаж состоит из двух частей: бандажного кольца *Б* (рис. 1-6) и центрирующего кольца *ЦК*. Бандажные кольца выполняются обычно из немагнитной стали с временным сопротивлением 700—1000 *н/мм*^{2} и пределом теку-

чести 450—900 *н/мм*². В механическом отношении бандажные кольца являются весьма напряженными, так как, помимо напряжений от собственной массы, они должны выдерживать еще и давление обмотки от центробежных сил, возникающих при вращении ротора.

Возбуждение машины обычно осуществляется от возбудителей, соединенных с валом турбогенератора (рис. 1-2).

Статор турбогенератора состоит из активной части, т. е. сердечника с уложенной в нем обмоткой статора, и корпуса со щитами, служащего для закрепления стали и для создания системы вентиляционных каналов и камер.

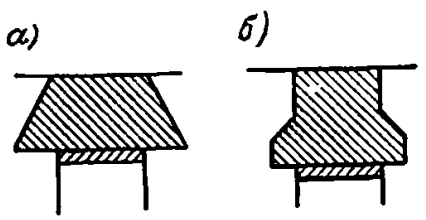


Рис. 1-5. Клинья пазов ротора

Для сердечника статора турбогенераторов применяется легированная электротехническая сталь толщиной 0,5 и 0,35 *мм*. Листы стали изолируются с обеих сторон специальным лаком.

В осевом направлении сердечник статора состоит из пакетов толщиной 3—6 *см*, разделенных вентиляционными каналами шириной 5—10 *мм* (рис. 1-2). Для придания всей системе статорной

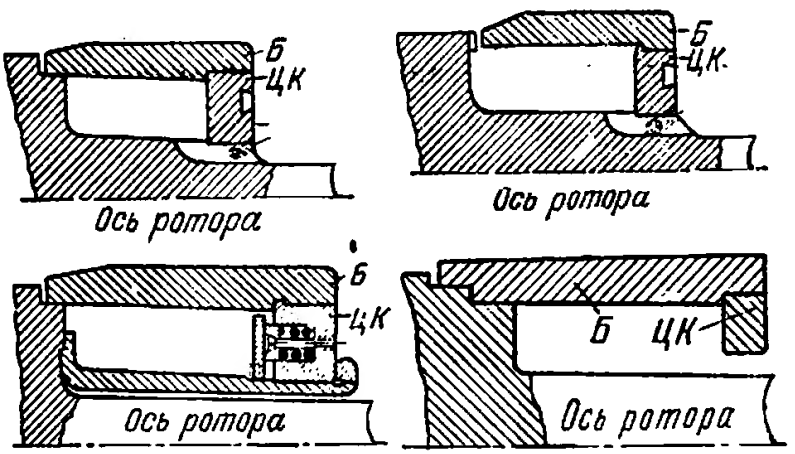


Рис. 1-6. Крепления бандажей ротора

стали необходимой жесткости она с обеих сторон сжимается специальными нажимными плитами из немагнитного чугуна или стали.

Чрезвычайно важное значение имеют вопросы вентиляции турбогенераторов. Трудности, которые при этом возникают, связаны с большой длиной машины и малым диаметром ротора. Это привело к разработке особых методов вентиляции, применяемых только в турбогенераторах и излагаемых в гл. 7.

Основные данные некоторых турбогенераторов и наиболее характерные для них величины приведены в табл. 1-1, где P — мощность; U — линейное напряжение; D — диаметр ротора; L — длина активной части машины; q — число пазов статора на полюс

и фазу; δ — зазор между статором и ротором; A — линейная нагрузка; $C_A = D_1^2 Ln/P_{кв \cdot а}$ — машинная постоянная Арнольда; о. к. з. — отношение короткого замыкания; η — коэффициент полезного действия; $G_р$ — масса ротора; G — общая масса машины; x_d, x'_d, x''_d — продольная синхронная, переходная и сверхпереходная реактивность; GD^2 — маховой момент.

1-5. Турбогенераторы для атомных электростанций

В последние годы все более широкое распространение получают атомные электростанции (АЭС), на которых вместо котлов, работающих на органическом топливе или газе, используется атомный реактор. Наиболее распространенным в настоящее время типом реактора для АЭС является водо-водяной тип, в котором вода используется в качестве замедлителя и охлаждающей среды. Такие реакторы вырабатывают пар с относительно низкими параметрами: температура 280—320° С, давление 600—800 *н/см²*. В связи с этим для АЭС более экономичными являются турбогенераторы со скоростью вращения 1500 или 1800 *об/мин* по сравнению с быстроходными турбоагрегатами на 3000 или 3600 *об/мин*, используемыми на тепловых электростанциях с более высокими параметрами пара.

Экономичность АЭС в целом существенно повышается с увеличением мощности реактора, а также в случае, когда на каждый реактор устанавливается один турбогенераторный агрегат соответствующей мощности. Это в основном и явилось стимулом для быстрого развития и роста мощности четырехполюсных турбогенераторов. Практически все турбогенераторы мощностью 500 *Мвт* и выше со скоростью вращения 1500 и 1800 *об/мин*, приведенные в табл. 1-1, выполнены или проектируются для работы на АЭС.

Условия работы турбогенератора на АЭС не вызывают каких-либо специфических требований к конструкции генераторов, однако в связи с необходимостью создания таких турбогенераторов весьма большой мощности возникает ряд сложных вопросов и особенностей по сравнению с изготовлением двухполюсных или четырехполюсных машин сравнительно малой мощности.

Основная особенность конструкции мощных турбогенераторов для АЭС состоит в том, что диаметры роторов таких машин значительно (примерно в $\sqrt{2}$) больше диаметров роторов двухполюсных генераторов аналогичной мощности. Диаметры роторов современных турбогенераторов для АЭС достигают 1800 *мм*. Однако окружная скорость ротора при этом ниже, чем у двухполюсных машин, поскольку скорость вращения их уменьшается в два раза. Благодаря этому в роторах снижается механическая напряженность, что позволяет повысить их надежность. Кроме того, в четырехполюсных турбогенераторах снижается уровень вибраций сердечника статора, в результате чего отпадает необходимость в упругой подвеске сердечника; увеличение массы ротора позво-

P											
Ма·а	*Мвт*	*U*, *кв*	*n*, *об/мин*	η, %	*D*, *см*	*L*, *см*	δ, *см*	*q*	$A \cdot 10^{-2}$, *а/м*	$C_A \cdot 10^{-4}$	о. к. з.
Двухполюсные турбоге											
15	12	10,5	3000	97,1	68	190	2,5	14	483	20,3	0,646
37,5	30	10,5	3000	98,3	81,6	270	2,7	9	815	16,3	0,437
75	60	10,5	3000	98,5	93	280	5	12	917	11,9	0,675
117	100	10,5	3000	98,5	100	310	6,4	10	1095	10,1	0,605
176	150	18	3000	98,5	100	380	8,5	7	1299	8,86	0,615
235	200	15,75	3000	98,7	107,5	430	8	10	1335	8,38	0,57
235	200	15,75	3000	98,7	107,5	500	10	10	1293	10,4	0,58
220	200	18,5	3000	—	101,6	456	8	—	1290	8,6	—
260	208	18	3600	—	99	440	9,5	8	—	8,48	—
262	236	12	3600	98,8	—	—	—	—	—	—	0,58
295	250	20	3000	—	115	420	5,75	6	1750	6,84	0,536
312	250	24	3000	98,88	105	540	7,5	6	1435	7,48	0,57
353	300	20	3000	98,7	107,5	600	9,5	9	1380	8,15	0,624
353	300	20	3000	98,7	112	580	9,0	10	1500	8,34	0,524
400	300	21	3000	98,6	—	—	—	—	—	—	0,44
396	336	24	3600	—	—	—	—	—	—	—	0,61
412	350	19,5	3000	—	112	540	9,0	—	1745	6,65	0,53
442	375	22	3600	98,75	99,06	622	9,5	8	—	7,07	0,58
471	400	20	3600	—	106,8	560	10	—	1758	6,87	0,56
588	500	22	3000	98,7	114,3	571	8,1	9	2035	4,96	0,437
588	500	20	3000	98,8	112,5	635	9,5	8	1975	5,6	0,42
588	500	20	3000	98,8	112	620	10	8	1965	5,51	0,45
667	600	20	3000	98,96	116	650	—	7	—	—	0,4
706	600	23	3600	—	—	725	—	—	2000	—	0,5
776	660	23,5	3000	98,58	117	750	9,5	—	2010	5,36	0,51
889	800	24	3000	98,82	120	—	—	—	—	4,76	0,475
907	815	26	3600	—	—	—	—	—	—	—	—
1333 *	1200	24	3000	99,03	1250	—	—	—	—	—	0,437
Четырехполюсные турбо											
55,5	50	10,5	1500	97,89	133,5	376	4,25	9	730	16,1	0,76
117,5	100	15,75	1500	97,8	152	550	5,25	7	761	18,4	0,8
121	115	18	1800	97,65	139,5	720	5,0	7	689	18,1	—
400	340	17	1800	—	—	—	—	5	—	—	0,65
588 *	500	20	1500	98,6	180,0	—	—	—	—	5,29	0,5
775	660	21	1500	98,7	170	600	7,0	—	2210	3,94	0,45
1110 *	1000	27	1500	98,9	190	—	—	—	—	4,76	0,63
1126	1021	22	1800	—	171	720	—	—	—	—	0,5
1280	1152	22	1800	—	164	890	10	—	—	4,25	0,6
1350	1215	27	1800	—	—	—	—	—	—	—	—
1400 *	1260	22	1800	—	176	800	—	—	2650	—	0,6
1500 *	1200	27	1500	99	180	788	—	—	—	—	0,5

Примечание. Обозначения систем охлаждения в таблице: В — воздушная; ГО — водородная

* Проекты генераторов

Таблица 1-1

x_d, д. е.	x'_d, д. е.	x''_d, д. е.	$G_р$, *т*	G, *т*	$GD^2 \cdot 10^{-4}$, *н·м²*	Система охлаждения обмоток: статора	Система охлаждения обмоток: ротора	Завод-изготовитель или фирма	Страна
нераторы $2p = 2$									
2,07	0,2	0,13	9,5	39	2,6	В	В	ЛТГЗ, г. Лысьва	СССР
2,65	0,26	0,15	16,5	83	5,4	ГО	ГО	ЛТГЗ, г. Лысьва	СССР
1,66	0,22	0,15	24,2	125	8,85	ГО	ГН	«Электросила»	СССР
1,79	0,26	0,18	29,8	175	13	ГО	ГН	«Электросила»	СССР
1,71	0,3	0,21	33,5	200	17,8	Ж	ГН	«Электросила»	СССР
1,84	0,27	0,19	42	256	21,2	Ж	ГН	«Электросила»	СССР
1,84	0,27	0,19	48	313	25	ГН	ГН	«Электротяжмаш»	СССР
1,42	0,25	0,18	42	—	—	ГН	ГН	AEI-EE	Англия
—	—	—	—	353	—	МН	ГН	«Дженерал Электрик»	США
1,68	0,334	0,28	—	—	—	ГН	ГН	«Хитати»	Япония
—	—	—	50	275	—	Ж	ГН	СЕМ	Франция
—	—	—	49	278	25	ГН	ГН	«Жемон—Шнейдер»	Франция
1,7	0,26	0,17	55	350	29,8	Ж	ГН	«Электросила»	СССР
2,21	0,3	0,19	56,5	366	31	ГН	ГН	«Электротяжмаш»	СССР
—	—	0,254	54	376	—	Ж	ГН	«Броун—Бовери»	Швейцария
—	0,307	0,208	50	255	—	ГН	ГН	«Мицубиси»	Япония
2,14	0,24	0,169	56	—	—	Ж	ГН	AEI-EE	Англия
1,66	0,292	0,236	45,5	325	—	Ж	ГН	«Тосиба»	Япония
—	—	—	55	—	—	Ж	ГН	AEI-EE	Англия
—	—	—	62,1	449	37	Ж	ГН	AEI-EE	Англия
2,46	0,36	0,233	65	362	40	Ж	ГН	«Электросила»	СССР
2,38	0,36	0,243	60	347	—	Ж	Ж	«Электротяжмаш»	СССР
2,68	0,38	0,265	75	450	—	ГН	ГН	«Жемон-Шнейдер»	Франция
2,2	0,304	0,216	67	—	—	Ж	ГН	AEI-EE	Англия
2,36	0,263	0,192	84	—	—	Ж	ГН	AEI-EE	Англия
—	0,314	—	80	515	—	Ж	ГН	«Электросила»	СССР
—	—	—	74,5	405	—	Ж	ГН	«Дженерал-Электрик»	США
—	0,361	—	—	610	—	Ж		«Электросила»	СССР
генераторы $2p = 4$									
1,41	0,235	0,134	58	146	46,7	В	В	«Электросила»	СССР
1,35	0,26	0,15	93	243	110	В	В	ХЭТЗ	СССР
—	—	—	103,6	—	102,5	В	В	«Аллис—Чалмерс»	США
—	—	—	93,5	383	—	ГО	ГО	«Мицубиси»	Япония
—	0,4	—	—	444	—	Ж	ГН	«Электросила»	СССР
—	0,44	—	140	450	—	Ж	ГН	АЕГ	ФРГ
—	0,39	—	—	690	—	Ж	ГН	«Электросила»	СССР
—	—	—	165	710	—	ГН	ГН	«Вестингауз»	США
—	—	—	176	593	—	Ж	ГН	«Дженерал—Электрик»	США
—	—	—	207	700	—	Ж	ГН	«Броун—Бовери»	Швейцария
—	0,51	0,34	176	626	—	Ж	ГН	AEI-EE	Англия
—	0,47	0,25	198	668	—	Ж	Ж	«Крафтверкюнион»	ФРГ

дородная обычная; ГН — водородная непосредственная; Ж — водяная; МН — масляная непо-

ляет повысить маховой момент, что благоприятно сказывается на устойчивости работы генератора в сети; уменьшение магнитного потока на полюс дает возможность снизить высоту спинки сердечника и соответственно массу и диаметр статора; увеличение диаметра ротора позволяет снизить относительную длину ротора и повысить его вибростойкость.

Указанные преимущества обеспечивают возможность создания четырехполюсных турбогенераторов значительно бóльших мощностей, чем при двухполюсном исполнении.

Основные затруднения при создании мощных турбогенераторов для АЭС связаны с изготовлением роторов повышенных размеров и массы. Если для двухполюсных турбогенераторов мощностью 800—1200 *Мвт* масса ротора не превышает 100 *т* и роторы могут быть изготовлены из цельной поковки, то в четырехполюсных генераторах такой же мощности масса ротора достигает 200 *т*.

В настоящее время максимально возможная масса поковки ротора составляет в Европе около 140 *т*, в США — около 180 *т*. Следовательно, уже для машин мощностью 800—1000 *Мвт* возникает необходимость изыскания новых методов изготовления поковок роторов. В связи с этим в СССР и на зарубежных фирмах разработан ряд вариантов конструкций составных роторов. Одновременно ведутся исследовательские работы по созданию сварнокованой конструкции роторов. Поставлена задача получить этим путем роторы массой до 300—350 *т*.

Сопоставление основных параметров четырех- и двухполюсных турбогенераторов (табл. 1-1) показывает, что они имеют близкие значения, за исключением отдельных показателей. Например, у четырехполюсных машин электромагнитные нагрузки несколько ниже, чем у двухполюсных генераторов сопоставимых мощностей, и несколько выше величина переходного реактивного сопротивления.

Большинство построенных и проектируемых мощных турбогенераторов для АЭС имеют водяное охлаждение обмотки статора и непосредственное водородное — обмотки ротора.

Однако ряд фирм («Вестингауз», «Жемон—Шнейдер», «Мицубиси») использует водород в качестве охлаждающей среды и для обмотки статора мощных генераторов. Лишь в последнее время фирма «Вестингауз» начинает применять водяное охлаждение статорных обмоток для турбогенераторов мощностью 1000 *Мвт* и выше.

Для мощных турбогенераторов наиболее широкое распространение имеют системы возбуждения, питаемые от генератора переменного тока, присоединенного к валу ротора, со статическими преобразователями. Однако при росте единичной мощности резко возрастает ток ротора (до 10—12 *ка*), что существенно усложняет конструкцию щеточно-контактного узла и снижает надежность турбогенератора в эксплуатации.

Среди различных путей решения проблемы о подводе тока к обмотке ротора наиболее перспективным является создание бес-

щеточной системы возбуждения с вращающимися выпрямителями. В настоящее время такая система с вращающимися кремниевыми диодами применяется практически на всех выпускаемых и проектируемых турбогенераторах фирмы «Вестингауз». Аналогичные системы используются также и другими зарубежными фирмами и отечественными заводами.

Ведутся научно-исследовательские работы по совершенствованию этой системы возбуждения путем замены вращающихся диодов вращающимися тиристорами.

По-видимому, система бесщеточного возбуждения является наиболее прогрессивной и будет находить все более широкое применение.

1-6. Конструкция явнополюсных синхронных машин

Нормальной для явнополюсных машин является конструкция с горизонтальным валом. Такую конструкцию имеет подавляющая часть синхронных двигателей, все синхронные компенсаторы и генераторы, предназначенные для соединения с двигателями внутреннего сгорания, и в ряде случаев гидрогенераторы со сравнительно высокой скоростью вращения (200 *об/мин* и выше). Мощные гидрогенераторы с низкой скоростью вращения, устанавливаемые на низконапорных гидростанциях, строятся с вертикальным валом, соединенным при помощи фланца с валом гидротурбины, расположенной под генератором. Двигатели для мощных водяных насосов также изготовляются с вертикальным валом.

В конструктивном отношении явнополюсные синхронные машины резко отличаются от неявнополюсных. Так, например, в турбогенераторе предельной мощности длина ротора L превышает диаметр расточки D примерно в 6 раз (табл. 1-1), тогда как тихоходные гидрогенераторы могут иметь диаметры до 15 *м* при отношении $l/D=0{,}15\div0{,}20$.

Из синхронных машин явнополюсного типа наибольшее значение имеют гидрогенераторы с вертикальным валом, устанавливаемые на гидроэлектростанциях.

Различают два основных типа таких генераторов: а) подвесной, в котором подпятник располагается на верхней крестовине над ротором (рис. 1-7, *а, б*), и б) зонтичный, в котором подпятник располагается на нижней крестовине (рис. 1-7, *в, г*) или на крышке турбины (рис. 1-7, *д*).

В настоящее время гидрогенераторы большой мощности выполняются преимущественно в зонтичном исполнении, так как при этом уменьшается масса генератора, а также его высота, что в свою очередь позволяет снизить высоту здания гидростанции. Объясняется это тем, что верхняя крестовина имеет бóльший диаметр, чем нижняя, и если вес ротора генератора, вес ротора турбины и сила реакции воды передаются на верхнюю крестовину (подвесная конструкция), то ее размеры значительно увеличиваются.

На рис. 1-8 приводится продольный разрез генератора подвесного типа, а на рис. 1-9 дается продольный разрез гидроагрегата с тихоходным гидрогенератором зонтичного типа, с расположением подпятника на крышке турбины, мощностью 123 000 *ква*, 13 800 *в*, 58,2 *об/мин*, $\cos\varphi = 0{,}85$ для Волжской гидростанции им. В. И. Ленина. Статор генератора выполнен разъемным из шести частей и устанавливается на фундаментных плитах. Одним из сложнейших узлов при конструировании мощных гидрогенерато-

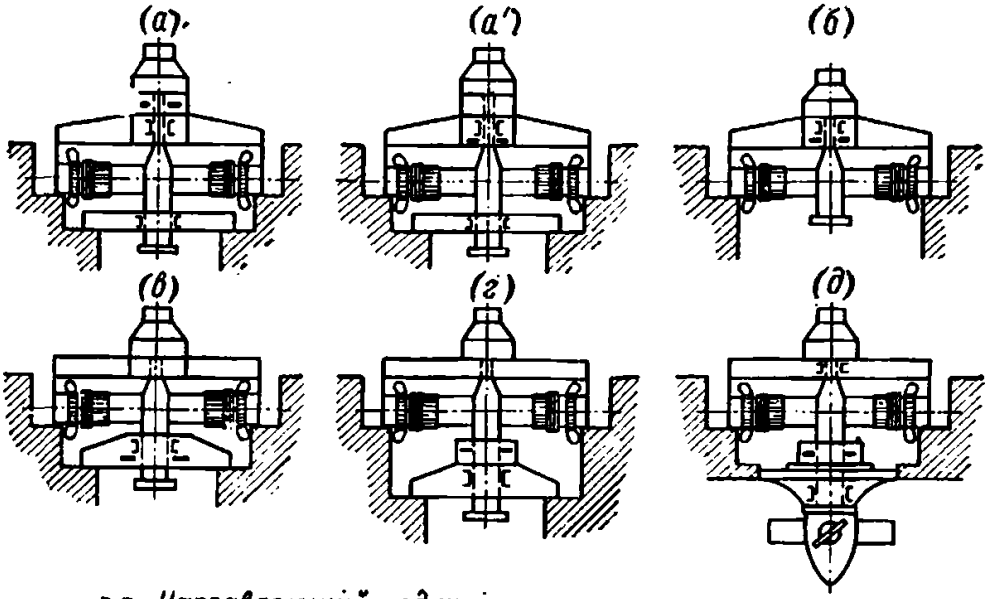


Рис. 1-7. Конструктивные типы гидрогенераторов: *а* и *а'* — подвесной с двумя направляющими подшипниками; *б* — то же, с одним направляющим подшипником, без нижней крестовины; *в* и *г* — зонтичный с одним направляющим подшипником; *д* — зонтичный с подпятником на крышке турбины и с одним направляющим подшипником

ров является подпятник, поскольку он должен выдержать весьма значительный вес вращающихся частей и реакцию поступающей в турбину воды. В описываемом гидрогенераторе общая нагрузка на пяту достигает 3400 *т*; подпятник опирается на подставку на крышке турбины, что позволило исключить нижнюю крестовину и получить значительную экономию конструкционной стали (около 200 *т*). Сердечники полюсов собраны из листовой стали на шпильках. Обмотка ротора выполнена из полосовой меди с изоляцией между витками из асбестовой бумаги. Генератор снабжен успокоительной обмоткой, заложенной в полюсные наконечники полюсов. Вентиляция машины осуществляется по замкнутому циклу путем самовентиляции (гл. 6).

На рис. 1-10 представлен ротор горизонтального быстроходного гидрогенератора мощностью 80 000 *ква* при 428 *об/мин* для французской гидростанции Мальговер. Генератор приводится во

вращение двумя гидротурбинами с ковшеобразными лопатками (колесами Пельтона), расположенными по обеим сторонам генератора (рис. 1-11).

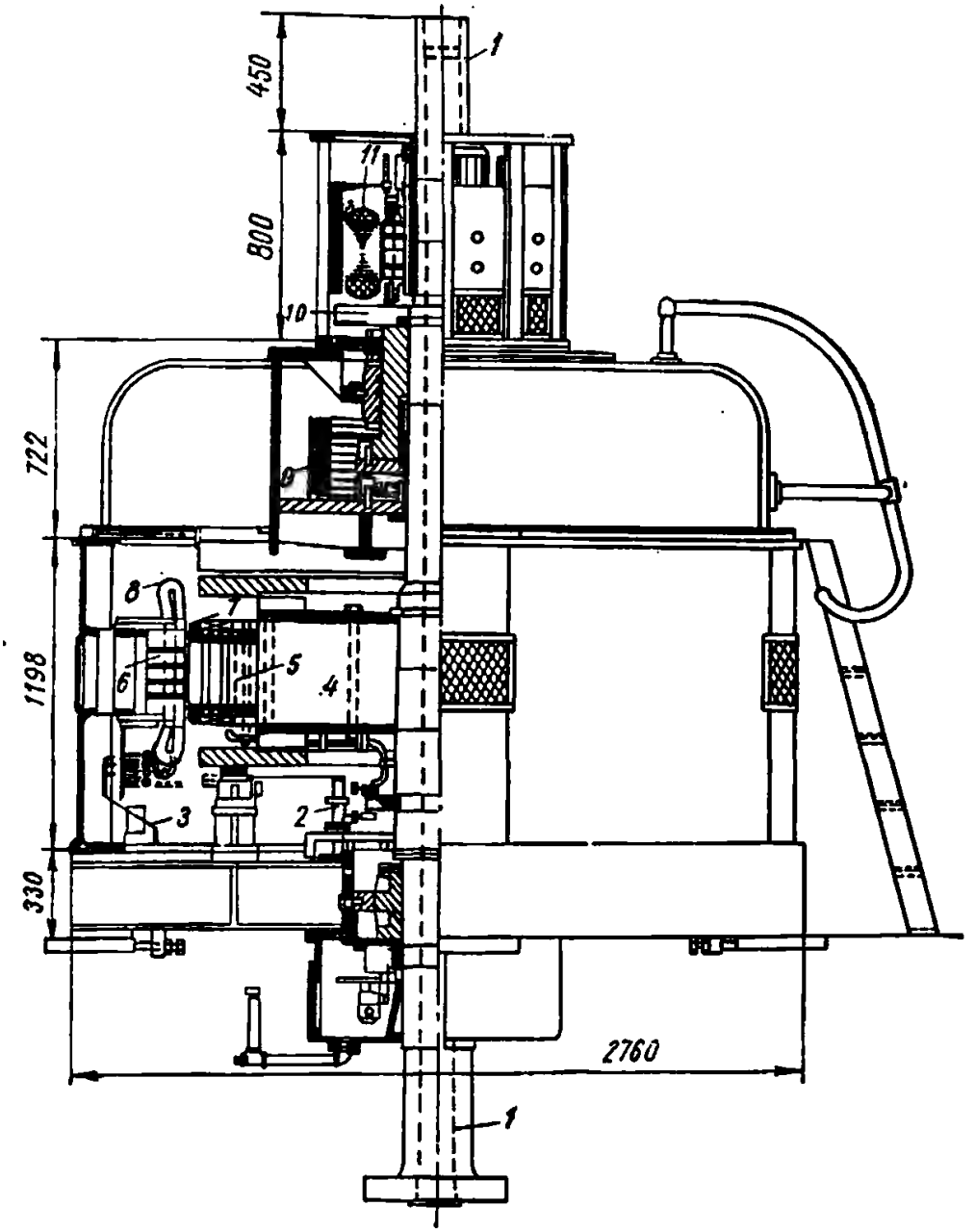


Рис. 1-8. Продольный разрез гидрогенератора подвесного типа

1 — вал генератора; *2* — контактные кольца и траверсы; *3* — выводы генератора; *4* — роторная звезда; *5* — сердечник полюса; *6* — сердечник статора; *7* — обмотка возбуждения; *8* — обмотка статора; *9* — камера подпятника; *10* — вентилятор возбудителя; *11* — возбудитель

На рис. 1-12 изображен статор, а на рис. 1-13 — ротор и верхняя крестовина вертикального гидрогенератора на 250 *ква*, 400/230 *в* и 600 *об/мин*.

На рис. 1-14, 1-15 и 1-16 представлены статор, ротор и собранный синхронный компенсатор мощностью 60 000 *ква*, 1000 *об/мин*

для установки на открытом воздухе, изготовленный фирмой «Альстом» (Франция).

Для иллюстрации в табл. 1-2 приводятся основные данные ряда гидрогенераторов с различными скоростями вращения, выполненных в СССР и за рубежом.

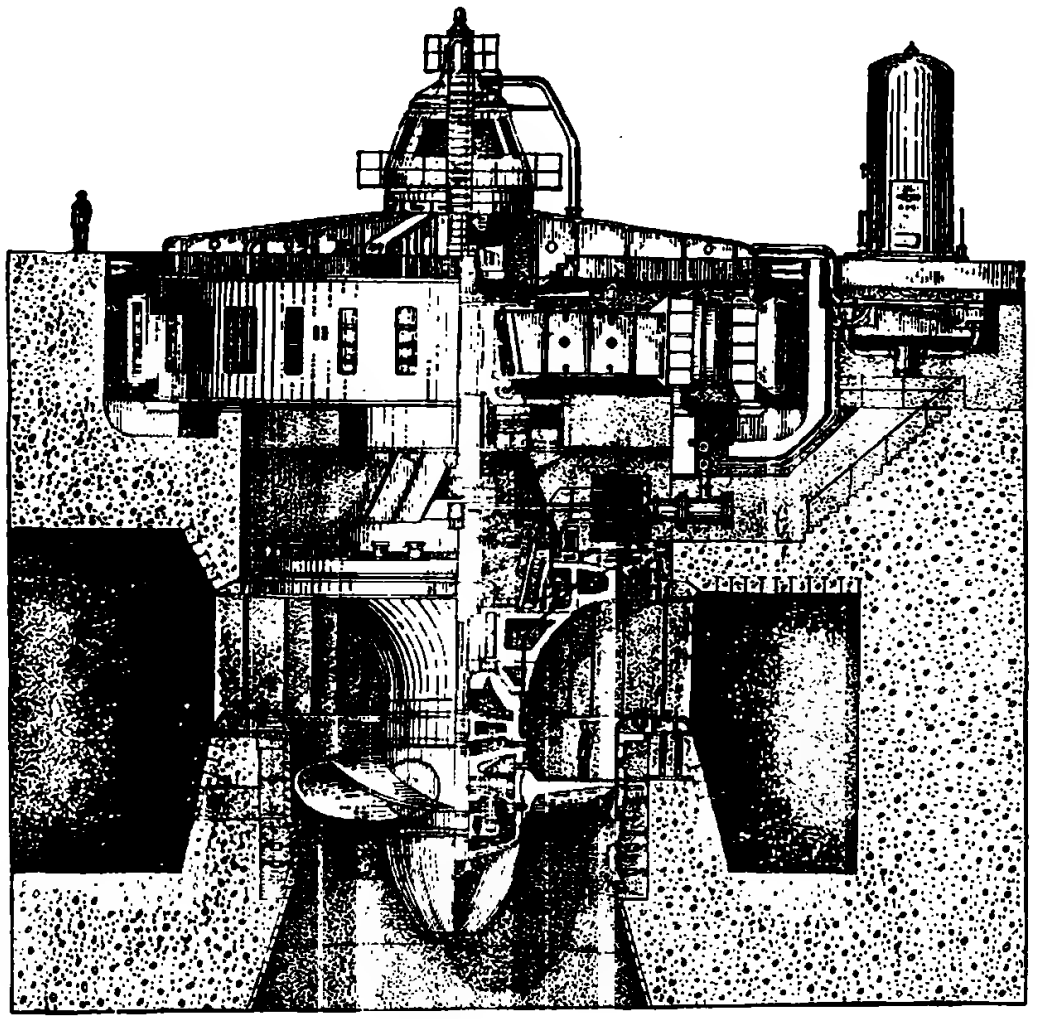


Рис. 1-9. Гидроагрегат Волжской гидроэлектростанции им. В. И. Ленина

Явнополюсные генераторы часто выполняются с успокоительной обмоткой на роторе, назначением которой является успокоение колебаний ротора при переходных процессах (гл. 16) и облегчение несимметричных режимов работы (гл. 14). Успокоительная обмотка состоит из медных стержней, заложенных в пазы на полюсных наконечниках и соединенных между собой по торцам короткозамыкающими сегментами. Сегменты отдельных полюсов в современных генераторах обычно соединяются в общие кольца (рис. 1-10), в результате чего получается короткозамкнутая обмотка того же типа, что и в асинхронных машинах с короткозамкнутым ротором (§ 1-7).

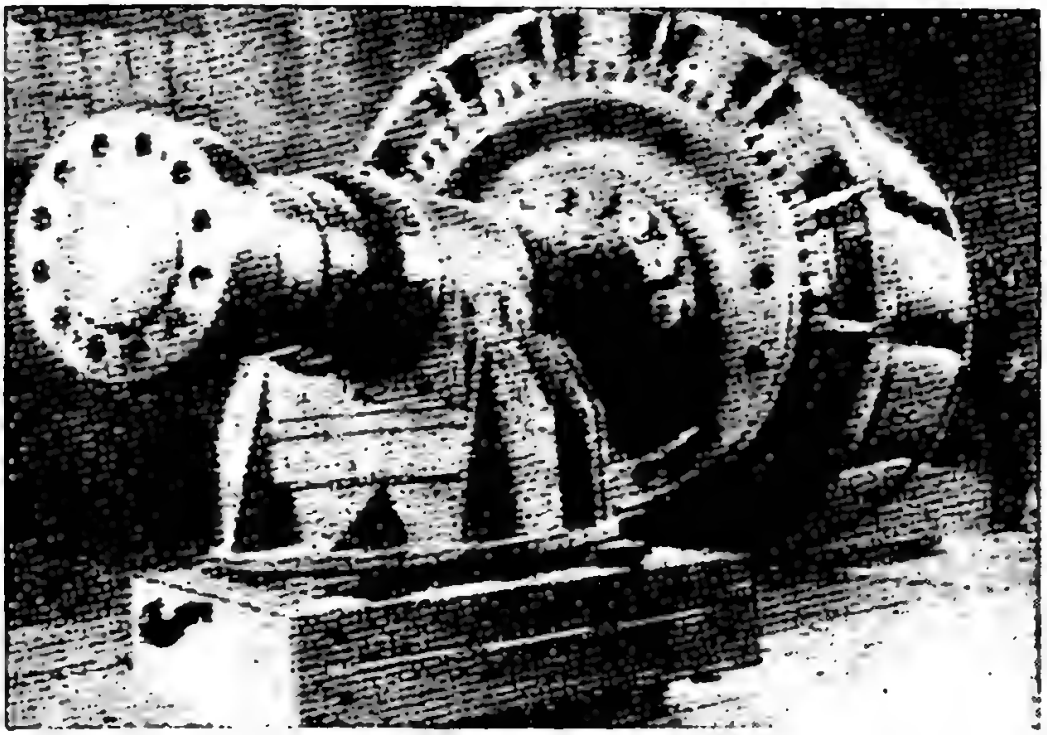


Рис. 1-10. Ротор горизонтального гидрогенератора мощностью 60000 *ква*, 428 *об/мин* для гидростанции Мальговер (Франция)

Рис. 1-11. Гидроагрегат станции Мальговер (Франция)

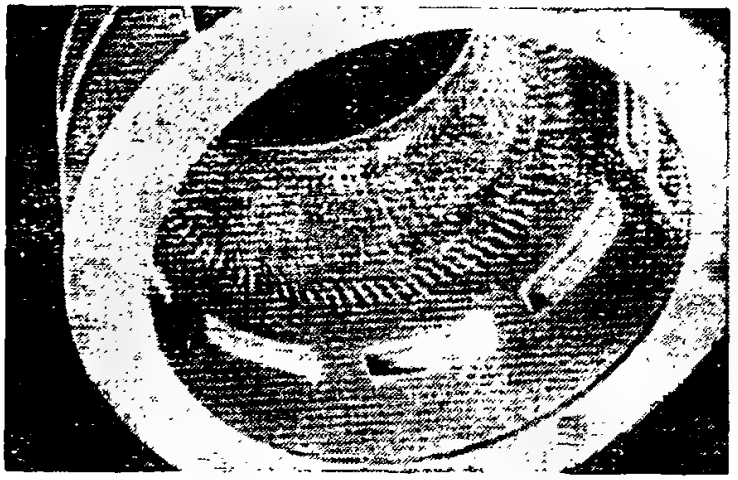


Рис. 1-12. Статор вертикального гидрогенератора мощностью 250 *кв·а*, 600 *об/мин*

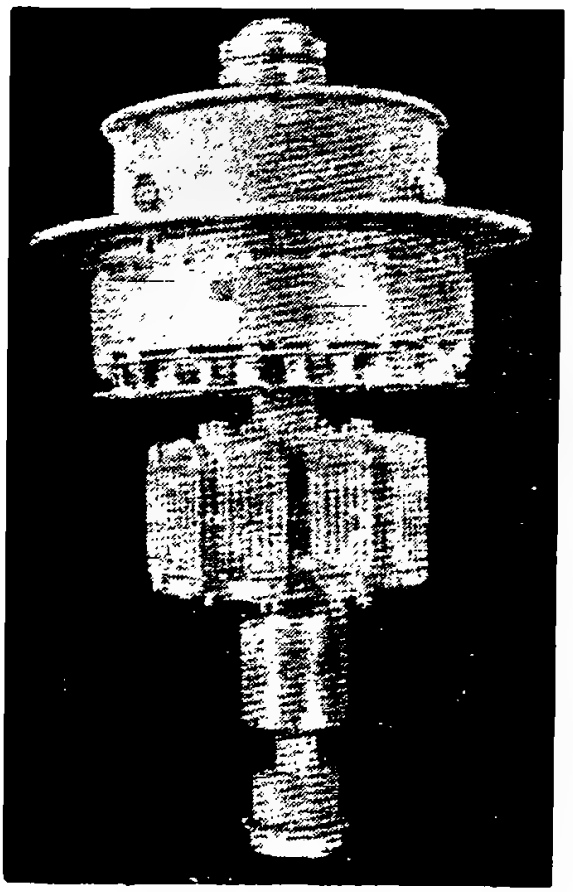


Рис. 1-13. Ротор и верхняя крестовина гидрогенератора мощностью 250 *кв·а*, 600 *об/мин*

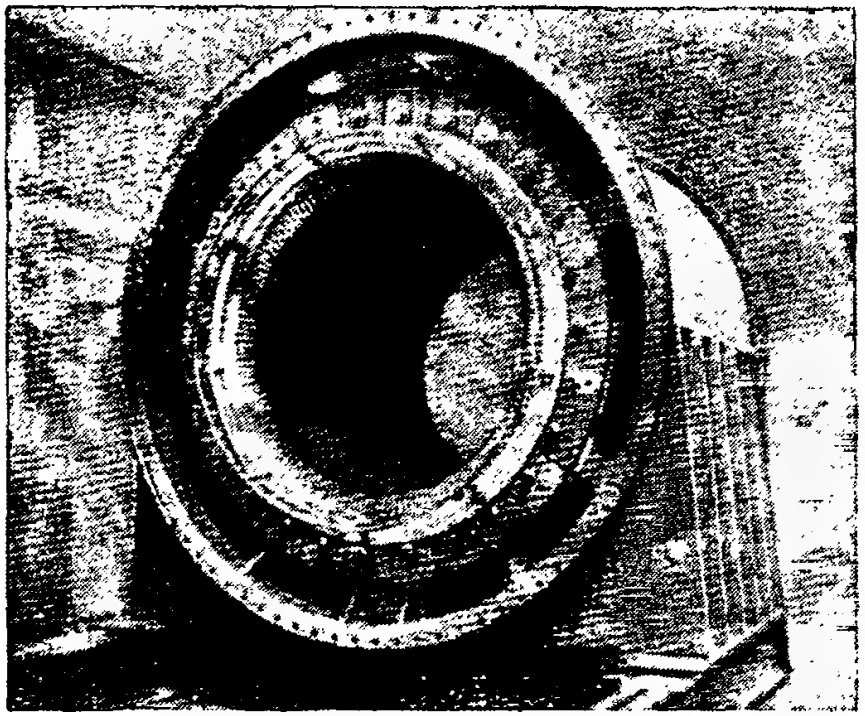


Рис. 1-14. Статор необмотанный синхронного компенсатора мощностью 60000 *кв · а*, 1000 *об/мин* фирмы «Альстом» (Франция)

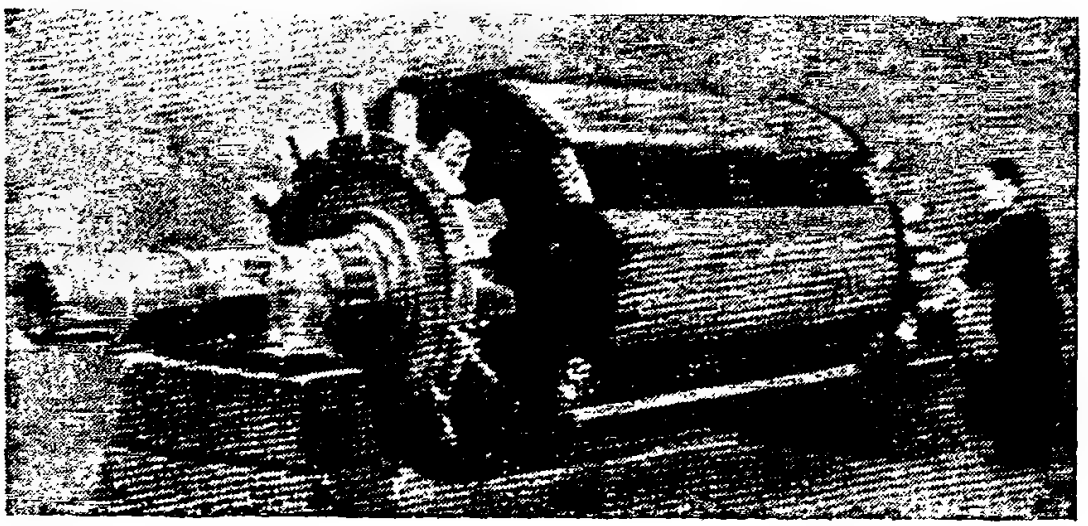


Рис. 1-15. Ротор синхронного компенсатора мощностью 60000 *кв · а*, 1000 *об/мин* фирмы «Альстом»

Наименование ГЭС	P		U, кв	2p	n, об/мин	η, %	D_i, см	L, см	δ, см	Z	$A \cdot 10^{-2}$, а/м	$C_A \cdot 10^{-4}$
	Мв. а	Мвт										
												Гидрогенераторы
Фыньман	100	90	16,5	40	150	98	782	190	2,5	396	565	17,4
Бхакра	100	90	11	36	167	—	681	274,5	2,5	378	620	21,2
Трангслет	100	100	14,8	28	214	98,8	590	260	—	264	565	19,4
Усть-Каменогорская	103,5	83	13,8	72	83,3	97,55	1100	180	1,8	486	610	17,6
Тогокура	105	94,5	13,2	36	167	98	—	—	—	—	—	—
Харспронгет	105	94,5	16	36	167	98,1	840	245	3,05	432	413	27,5
Бовона	107,5	86	12	14	428	—	320	190	—	—	—	7,75
Карибя	111,1	100	18	36	166,7	97,57	785	196	—	—	—	18,1
Вианден	115	103,5	13,8	14	428	98,4	440	195	3,0	222	775	14,1
Воткинская	118	100	13,8	56	62,5	97,53	1430	170	2,3	756	553	21,7
Токке I	120	96	16	16	375	—	450	260	—	—	—	16,6
Волжская им. В. И. Ленина	127,8	115	13,8	88	68,2	97,62	1430	200	2,3	756	451	21,8
Бхакра	134	120	11	32	187,5	98,31	720	230	2,4	408	635	16,7
Токке III	140	—	—	20	300	—	490	284	—	—	—	14,6
Сторнфорс	150	135	18	48	125	98,19	980	250	2,5	432	450	20
Волжская им. XXII съезда КПСС	160	128	13,8	88	68,2	96,3	1429	130	1,8	726	1085	11,3
Саньмыньея	176	150	15,75	60	100	97,6	1190	200	2,4	594	663	16,1
Инфернилло	188,6	179	13,8	44	136,5	98,3	1015	140	2,0	276	684	10,4
Тонстэд	190	161,5	12	16	375	98,8	480	220	—	—	—	10
Асуан	206	175	15,75	60	100	98,1	1190	230	2,2	648	657	15,8
Зейтеваре	225	214	17	30	200	98,5	740	200	—	—	830	9,75
Братская	264,7	225	15,75	48	125	98,22	1100	250	2,5	504	708	14,3
Нурекская	353	300	15,75	30	200	97,87	830	174	3,2	270	1342	6,8
Красноярская	590	500	15,75	64	93,8	98,25	1610	175	2,6	576	1128	7,21
												Гидрогенераторы с
Роберт Саундерс	60	57	13,8	76	94,7	97,38	901	211	1,03	396	528	27,1
Бонневил	60	54	15	96	75	—	1025	114	—	—	—	15
Волич	75	60	13,8	20	360	96,6	397	238	1,68	240	605	18,1
Адам Бек	80,5	76,5	13,8	48	150	—	742,9	192	1,43	414	602	19,5
Хунердам	82,5	82,5	16,5	40	180	—	725	240	—	—	—	27,6
Приест Рапидс	83	79	13,8	84	85,7	—	1067	147	2,1	450	934	17,3
Сакума	93	83,7	13,2	36	167	—	667	235	2,7	270	525	18,7
Браунли	100,11	90,1	13,8	56	128,6	97,6	830	214	—	360	578	19
Кемоно	106	85	13,8	22	327	97,3	498	246	2,53	—	—	18,8
Рокки Рич	107	—	—	80	90	—	1063	180	—	—	—	17,2
Гранд Кули	108	108	13,8	60	120	—	970	200	—	—	—	20,9
Лоуерген	115	100	13,8	20	360	97,98	424	234	—	—	—	13,2
Берсимис	138	131	13,8	26	277	—	512	287	—	—	609	15,1
Фурнас	160	152	15	48	150	98,27	950	176	2,5	468	644	14,9
Шют де Пасс	165	148,5	14,4	36	200	98,04	695	243	—	—	—	14,2
Роберт Мозес	167	150	13,8	60	120	—	1040	214	—	—	—	16,6[1]

Примечание. Обозначения в таблице: D_i — диаметр расточки статора; F — нагруз-

Таблица 1-2

о. к. з	x_d, д. е.	x'_d, д. е.	x''_d, д. е.	F, m	G_p, m	G, m	$GD^2 \cdot 10^{-7}$, $н \cdot м^2$	Исполнение	Завод-изготовитель или фирма	Страна	Год выпуска
с частотой f=50 гц											
1,52	0,746	0,278	0,193	1100	452	845	16	П	«Электросила»	СССР	1957
—	0,95	0,3	0,19	850	—	548	10,55	П	AEI-EE	Англия	1960
—	—	—	—	470	—	—	4,36	П	ASEA	Швеция	1959
1,27	0,886	0,348	0,258	1030	491	986	39	П	«Электросила»	СССР	1951
1,2	0,912	0,27	0,18	900	460	820	15,5	З	«Мицубиси»	Япония	1963
—	0,65	0,22	0,15	815	465	796,5	21,36	П	ASEA	Швеция	1961
—	1,67	0,5	0,3	—	—	—	1,67	Г	BBC	Швейцария	
1,715	0,678	0,234	0,146	680	—	—	—	З	AEI-EE	Англия	1962
0,8	1,35	0,3	0,2	—	197	375	1,9	—	—	—	—
1,75	0,649	0,292	0,22	2800	592	1170	80	З	«Электросила»	СССР	1961
—	1,0	0,23	0,15	455	—	—	—	—	BBC	Швейцария	1958
2,27	0,524	0,197	0,148	3400	767	1410	121	З	«Электросила»	СССР	1953
1,19	0,97	0,285	0,174	1200	435	810	14	П	«Электросила»	СССР	1964
—	1	0,25	—	455	—	—	3,97	П	BBC	Швейцария	
—	0,65	0,22	0,15	950	445	915	30,4	З	ASEA	Швеция	1955
—	1,753	0,565	0,398	2600	572,6	1080	100	З	«Электросила»	СССР	1961
1,1	1,02	0,352	0,247	2000	566	1200	58	П	«Уралэлектротяжмаш»	СССР	1960
—	1	0,32	0,2	—	600	—	22,5	П	«Альстом»	Франция	196?
—	1	0,32	—	—	—	420	3	—	BBC	Швейцария	1966
—	0,998	0,328	0,216	2100	700	1350	73	З	«Электросила»	СССР	1966
—	0,75	0,28	0,2	—	300	550	—	—	ASEA	Швеция	1967
1,04	1,073	0,353	0,241	1460	654	1300	52	П	«Электросила»	СССР	1960
0,627	1,672	0,472	0,34	—	—	1075	21,5	З	«Уралэлектротяжмаш»	СССР	—
0,67	1,57	0,41	0,3	2600	884	1650	187	З	«Электросила»	СССР	1965
частотой f = 60 гц											
2,74	—	0,23	0,188	1500	267	476	12,9	З	«Дженерал Электрик»	Канада	1955
—	0,56	—	—	1370	—	—	20	З	«Дженерал Электрик»	США	1938
1,04	1,178	0,282	0,179	—	—	—	4,6	П	—	США	1952
—	0,92	0,3	0,26	635	315	541	10,2	—	—	США	—
2,4	0,49	0,21	—	910	509	908	18,6	—	«Вестингауз»	США	1955
1,24	1,04	0,51	—	1600	—	—	28,8	З	AEI-EE	Англия	1956
—	0,582	0,21	0,178	—	—	845	11,5	—	«Хитати»	Япония	1956
1,1	—	—	—	—	307	600	13,2	З	Вестингауз»	США	—
1	1,132	0,286	0,202	430	290	516	2,77	П	AEI-EE	Англия	1954
—	1,13	0,31	—	1563	—	—	25	З	«Вестингауз»	США	1961
1,66	0,64	0,3	—	910	—	—	29,4	П	«Вестингауз»	США	1941
1,1	1,07	0,282	0,195	—	—	—	1,82	—	—	—	1960
1,3	0,98	0,37	—	496	—	—	—	—	«Дженерал Электрик»	Канада	1956
1,9	0,82	0,29	0,205	1060	442	767	26,1	З	«Сименс»	ФРГ	1961
—	1,2	0,36	—	—	—	—	2,84	З	AEI-EE	Англия	1959
—	0,96	0,29	—	1107	—	—	47,5	З	«Дженерал Электрик»	США	1960

ка на подпятник: П, З, Г — подвесной зонтичный или горизонтальный тип

Явнополюсные синхронные двигатели и компенсаторы имеют в общем такую же конструкцию, как и явнополюсные генераторы. На их роторе (рис. 1-15), кроме обмотки возбуждения, устанав-

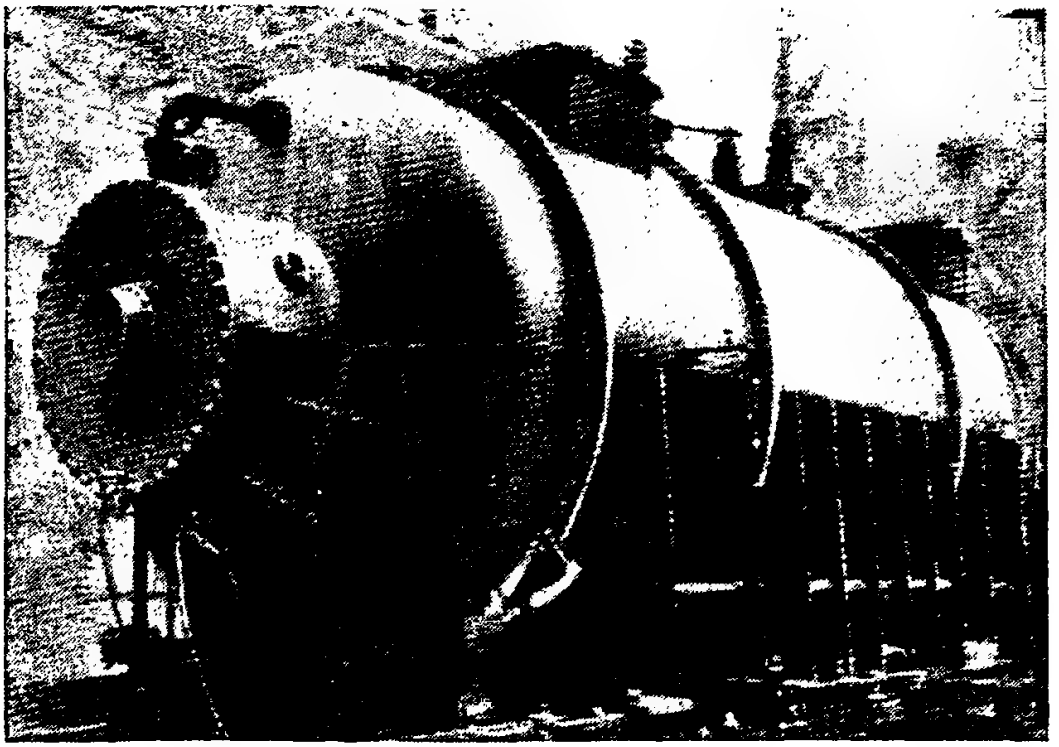


Рис. 1-16. Внешний вид синхронного компенсатора мощностью 60000 *ква*, 1000 *об/мин* фирмы «Альстом»

ливается также пусковая обмотка, отличающаяся от успокоительных обмоток генераторов только тем, что стержни выполняются из сплавов с повышенным удельным сопротивлением.

1-7. Высокочастотные и специальные синхронные машины

Однофазные машины с частотой от 500 до 15 000 *гц* и мощностью до нескольких сотен киловатт в настоящее время применяются для питания индукционных печей для плавки металлов, для индукционной закалки стали и для нагрева металла при ковке и штамповке. В подобных машинах индуктирование э. д. с. высокой частоты достигается за счет пульсации магнитного потока, вызываемого относительным перемещением зубцов статора и ротора. Обмотка переменного тока и обмотка возбуждения, питаемая постоянным током, размещаются на статоре, а ротор не имеет какой-либо обмотки. Во избежание индуктирования э. д. с. высокой частоты в обмотке возбуждения, принимаются меры к тому, чтобы сцепленный с этой обмоткой магнитный поток оставался при вращении ротора неизменным. Для изготовления участков магнитной цепи с пульсирующим магнитным полем применяется тонкая (0,2—0,3 *мм*) листовая электротехническая сталь.

На рис. 1-17 изображен высокочастотный генератор индукторного типа с кольцевой обмоткой возбуждения, расположенной между двумя пакетами статора, набранными из листовой стали. На каждом из пакетов статора паматываются обмотки переменного тока, которые состоят из катушек, охватывающих по одному зубцу статора. Ротор машины стальной массивный с профрезерованными вдоль оси пазами. Числа пазов Z статора и ротора равны. Направление магнитных линий поля возбуждения показано на рис. 1-17 стрелками. При перемещении зубцов ротора относи-

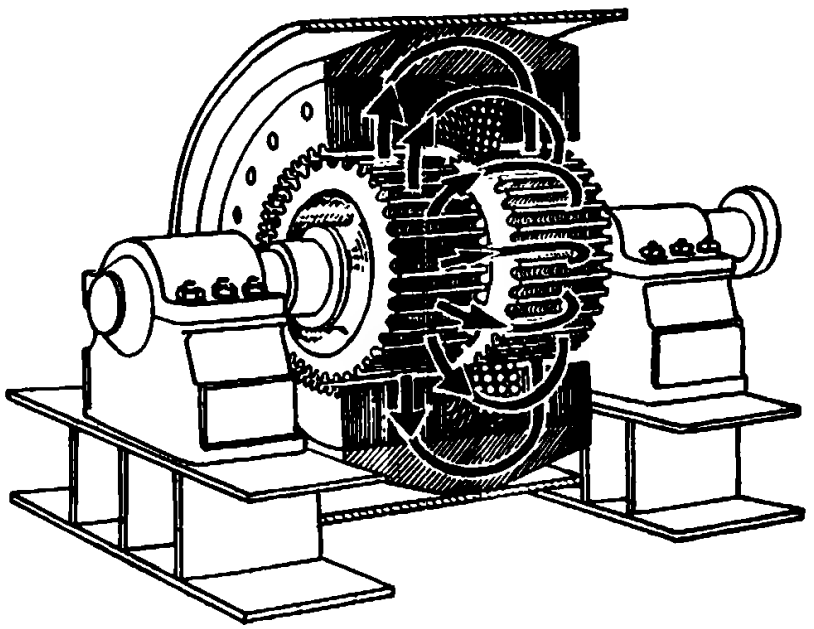


Рис. 1-17. Высокочастотный генератор индукторного типа (без рабочей обмотки на статоре)

тельно статора поток в зубцах статора будет пульсировать с частотой $f=Zn$, и в катушках статора индуктируется э. д. с. такой же частоты. Зубцы одного пакета статора смещены относительно зубцов другого пакета на половину зубцового деления. Благодаря этому величина общего потока не изменяется, и в обмотке возбуждения э. д. с. не индуктируется.

В последнее время снова начали применяться синхронные машины с когтеобразными полюсами, имеющие обмотку возбуждения на статоре, обтекаемую постоянным током. Серии таких машин разработаны Академией наук Латвийской ССР [78].

1-8. Основные конструктивные элементы асинхронных бесколлекторных машин

Здесь мы будем иметь в виду прежде всего трехфазную бесколлекторную асинхронную машину, так как она имеет главное значение (слово „бесколлекторная" в дальнейшем опускается).

Статор трехфазной асинхронной машины выполняется аналогично статору трехфазной синхронной машины, и на нем размещается подобная же трехфазная обмотка, которая подключается к трехфазной сети переменного тока.

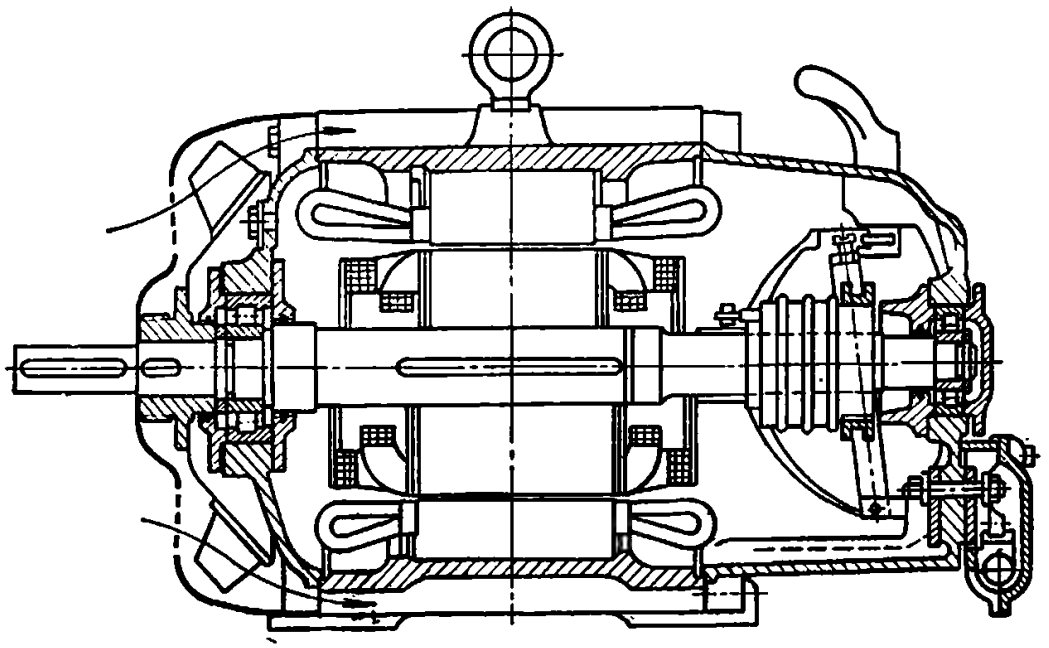


Рис. 1-18а. Продольный разрез асинхронного двигателя с фазным ротором

Ротор асинхронной машины представляет собой собранное из листовой электротехнической стали цилиндрическое тело с пазами для размещения обмотки. Различают:

1. Асинхронные машины с фазным ротором (рис. 1-18а). Они имеют на роторе обмотку, выполненную по типу трехфазной обмотки на статоре. Обмотки роторов обычно соединяются в звезду, а концы выводятся наружу через контактные кольца и щетки на пусковой реостат (рис. 1-18б).

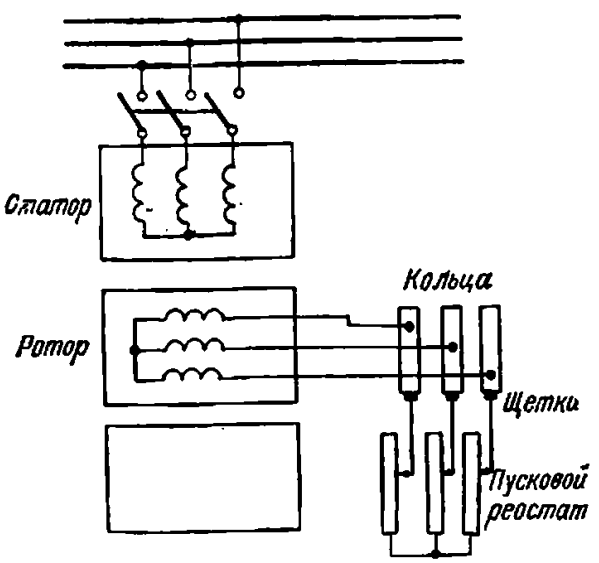


Рис. 1-18б. Схема включения асинхронного двигателя с фазным ротором

2. Асинхронные машины с короткозамкнутым ротором, или просто короткозамкнутые. Они выполняются в трех основных модификациях: с одиночной беличьей клеткой на роторе; глубокопазные; с двойной беличьей клеткой на роторе, или двухклеточные. Эти виды машин отличаются друг от друга пусковыми свойствами (гл. 23).

В машинах с одиночной клеткой пазы ротора, выштампованные в стали, имеют чаще всего форму овала с бо́льшим или меньшим отношением высоты паза к его ширине (рис. 1-19). Пазы, перекрываемые сверху тонким мостиком толщиной 0,4—0,5 *мм*, заливаются алюминием. Одновременно с обоих торцов ротора отливаются алюминиевые кольца, замыкающие отливаемые в пазах стержни. Получающаяся при этом литая алюминиевая беличья клетка часто снабжается с обеих сторон примыкающими к кольцам крыльями для усиления вентиляции.

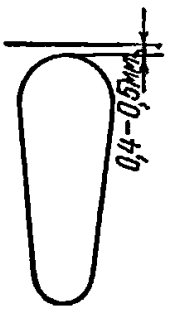


Рис. 1-19. Закрытый паз ротора

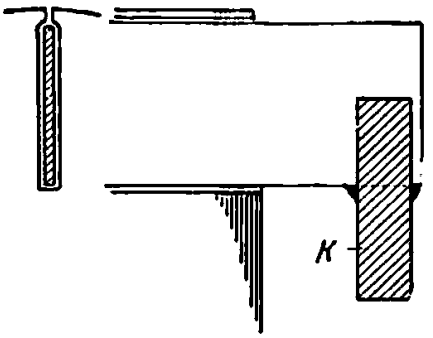


Рис. 1-20. Ротор глубокопазного двигателя

Форма паза глубокопазного ротора показана на рис. 1-20 слева. Клетка выполняется из медных стержней прямоугольного сечения, а короткозамыкающие кольца *К* — чаще всего из полосовой меди, в которой профрезерованы прорезы в соответствии с размерами стержня. Стержни клетки припаиваются к кольцу *К* тугоплавким припоем.

Двухклеточный ротор имеет две беличьи клетки: верхняя *П* (рис. 1-21, *а*), с относительно большим активным и малым индук-

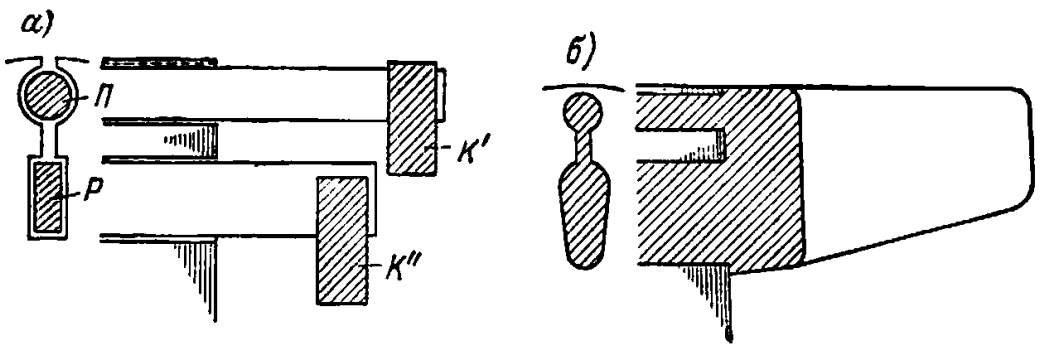


Рис. 1-21. Ротор двухклеточного двигателя: *а* — с двумя обмотками; *б* — с заливкой алюминием

тивным сопротивлением, выполняется из латуни или специальной бронзы и играет роль пусковой обмотки при работе машины двигателем; нижняя *Р*, наоборот, выполняется из меди с возможно меньшим активным сопротивлением и является рабочей обмоткой двигателя.

Верхняя и нижняя клетки могут иметь круглые пазы, или верхняя может иметь круглые пазы, а нижняя — прямоугольные или овальные.

Короткозамыкающие кольца *К'* и *К''* для обеих клеток выполняются обычно из меди.

На рис. 1-21, *б* показаны формы пазов и колец в том случае, если обмотки ротора выполняются путем заливки его алюминием. В этом случае щель между верхней и нижней клетками тоже заполняется алюминием, и в целом двигатель представляет собой собственно двигатель с глубоким пазом, но имеющий фигурную форму паза. Поэтому данную форму двигателя можно рассматривать как промежуточную между глубокопазным двигателем и двигателем с двумя белнчьими клетками.

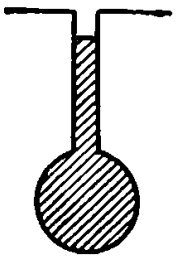


Рис. 1-22. Бутылочная форма паза

Существует также много других форм исполнения короткозамкнутых роторов. Например, завод «Электросила» с успехом применяет бутылочную форму паза (рис. 1-22) с соответствующим профилем медных стержней. По своим свойствам такие двигатели аналогичны глубокопазным и двухклеточным.

1-9. Принцип действия асинхронной машины

Работа асинхронной машины основывается на принципе электромагнитного взаимодействия между вращающимся магнитным полем, которое создается системой трехфазного тока, подводимого от сети к обмотке статора, и токами, наводимыми в обмотке ротора при пересечении ее проводников вращающимся полем. Таким образом, работа асинхронной машины по своей физической сущности подобна работе трансформатора, причем статор можно рассматривать как первичную обмотку, а ротор — как вторичную, которая в общем случае может вращаться со скоростью n.

При синусоидальном характере вращающегося поля скорость его вращения составляет

$$n_1 = \frac{f}{p}.$$

Электромагнитное взаимодействие между обеими частями асинхронной машины (бесколлекторной) возможно только при разности скоростей вращающегося поля (n_1) и ротора (n), т. е. при условии, что $n \neq n_1$, так как при $n = n_1$ поле было бы неподвижно относительно ротора и в обмотке ротора не наводилось бы никаких токов.

Отношение

$$s = \frac{n_1 - n}{n_1} \quad \text{или} \quad s = \frac{n_1 - n}{n_1}\,100, \ \% \tag{1-3}$$

называется скольжением асинхронной машины.

1-10. Режимы работы асинхронной машины

В зависимости от соотношения между скоростями n_1 и n различают работу асинхронной машины в режимах: а) двигателя, б) генератора и в) электромагнитного тормоза. Рассмотрим здесь вкратце особенности отдельных режимов работы.

А. Работа асинхронной машины в режиме двигателя. Предположим, что, включив статор на сеть трехфазного тока, мы оставили цепь ротора разомкнутой; в этом случае $n=0$, и асинхронная машина представляет собой трансформатор в режиме холостого хода. Магнитное поле статора вращается относительно ротора со скоростью n_1 и индуктирует в обмотке ротора э. д. с. E_2, имеющую частоту сети f и направление, определяемое по правилу ладони правой руки (рис. 1-23, *а*).

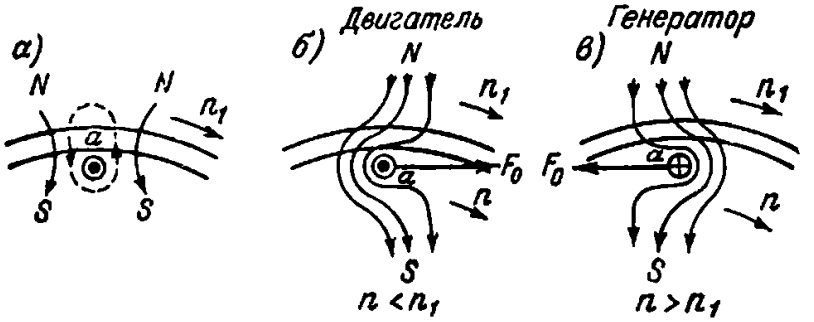


Рис. 1-23. Принципы работы асинхронной машины в режимах двигателя и генератора

Если теперь мы замкнем цепь ротора, то по обмотке ротора будет протекать ток I_2, активная составляющая которого совпадает по направлению с э. д. с. E_2. В результате взаимодействия созданного этим током потока (штриховые линии на рис. 1-23, *а*) с потоком статора образуется результирующий поток, показанный на рис. 1-23, *б*. Мы видим, что в данных условиях сила F_0, приложенная к проводнику *а*, создает на валу машины момент, который стремится повернуть ротор в направлении вращения потока, т. е. является вращающим. Совокупность моментов, созданных отдельными проводниками, образует результирующий вращающий момент машины M; если этот момент больше тормозного момента на валу, то ротор придет во вращение и приобретет некоторую скорость n. При этом электрическая энергия, подводимая к статору из сети, преобразовывается в механическую энергию на валу, т. е. машина будет работать двигателем.

Скорость n, с которой вращается двигатель, зависит от его нагрузки. При холостом ходе скорость n становится почти равной n_1, но не может достигнуть последней, так как при $n=n_1$ машина не могла бы работать двигателем.

> **Таким образом, асинхронная машина работает двигателем в пределах от $n=0$ до $n=n_1$, т. е. при скольжениях от $s=+1$ до $s=0$.**

Б. Работа асинхронной машины в режиме генератора. Предположим, что при помощи какого-нибудь первичного двигателя мы ускорим ротор асинхронной машины так, чтобы n стало больше n_1. В этом случае скольжение становится отрицательным, и направление вращения потока относительно ротора изменяется на обратное по сравнению с тем, что мы имели при работе машины двигателем. В соответствии с этим изменятся направление э. д. с. и тока в проводнике a и знак момента на валу (рис. 1-23, $в$). Следовательно, момент, развиваемый асинхронной машиной, становится тормозящим по отношению к вращающему моменту первичного двигателя. В этих условиях асинхронная машина работает генератором, преобразовывая механическую энергию, подводимую к ней с вала от первичного двигателя, в электрическую, которую она отдает в сеть.

Теоретически мы можем как угодно ускорять ротор относительно вращающегося потока. Следовательно, *при работе асинхронной машины генератором скольжение находится в пределах от* $s=0$ до $s=-\infty$.

На практике переход из режима работы двигателем в режим работы генератором возможен, например, при спуске груза подъемного крана, при движении железнодорожного поезда под уклон и т. д.

В. Работа асинхронной машины в режиме электромагнитного тормоза. Предположим, что под действием какой-нибудь внешней причины ротор асинхронной машины начнет вращаться *против вращения* магнитного потока. В этом случае к асинхронной машине подводится энергия с двух сторон — электрическая энергия из сети и механическая энергия от первичного двигателя. Такой режим работы называется режимом *электромагнитного тормоза*. Она начинается при $n=0$ и может продолжаться теоретически до $n=-\infty$. Следовательно, *при работе асинхронной машины тормозом скольжение находится в пределах от* $s=+1$ *до* $s=\frac{n_1-(-\infty)}{n_1}=+\infty$.

На практике работа в режиме электромагнитного тормоза чаще всего используется в подъемно-транспортных сооружениях при опускании груза.

1-11. Основные соотношения. Электромагнитный момент асинхронной машины

В асинхронной машине ротор вращается относительно магнитного поля со скоростью n_1-n. Поэтому наводимые в роторе э. д. с. имеют частоту скольжения

$$\boxed{f_2=p(n_1-n)=pn_1\frac{n_1-n}{n_1}=fs.} \qquad (1\text{-}4)$$

Будем считать, что результирующий магнитный поток в зазоре машины постоянен ($\Phi = \text{const}$). Пусть E_2 есть э. д. с., наводимая в обмотке ротора, и $x_2 = 2\pi f L_2$ — индуктивное сопротивление рассеяния обмотки при неподвижном роторе, т. е. при скольжении $s = 1$. Тогда при вращении ротора, т. е. при скольжении s, имеем:

$$E_{2s} = E_2 \frac{f_2}{f} = E_2 s \tag{1-5}$$

и

$$x_{2s} = x_2 \frac{f_2}{f} = x_2 s. \tag{1-6}$$

Следовательно,

$$I_2 = \frac{E_2 s}{\sqrt{r_2^2 + (x_2 s)^2}} \tag{1-7а}$$

и

$$\cos \psi_2 = \frac{r_2}{z_2} = \frac{r_2}{\sqrt{r_2^2 + (x_2 s)^2}}, \tag{1-7б}$$

где r_2 — активное сопротивление обмотки ротора и ψ_2 — угол сдвига между э. д. с. E_{2s} и током I_2.

Электромагнитный момент M на валу асинхронной машины создается в результате взаимодействия потока Ф, который, согласно условию, мы считаем постоянным, и активной составляющей тока в обмотке ротора $I_2 \cos \psi_2$. Таким образом,

$$\boxed{M = k \frac{E_2 s}{\sqrt{r_2^2 + (x_2 s)^2}} \frac{r_2}{\sqrt{r_2^2 + (x_2 s)^2}} = k \frac{E_2 s r_2}{r_2^2 + (x_2 s)^2},} \tag{1-8}$$

где k — коэффициент пропорциональности.

Из уравнения (1-8) следует, что момент асинхронной машины M является положительным, т. е. вращающим, при $s > 0$ (двигатель и электромагнитный тормоз) и отрицательным, т. е. тормозящим при $s < 0$ (генератор). При $s = 0$ и $s = \pm\infty$ момент $M = 0$. Скольжение $s = s_m$, соответствующее максимальному значению момента $M = M_m$, найдем, решив уравнение:

$$\frac{dM}{ds} = kE_2 \frac{r_2 \left[r_2^2 + (x_2 s)^2\right] - s r_2 2 s x_2^2}{\left[r_2^2 + (x_2 s)\right]^2} = 0.$$

Отсюда получаем:

$$s_m = \pm \frac{r_2}{x_2}. \tag{1-9}$$

Подставляя это значение s_m в уравнение (1-8), имеем:

$$M_m = \pm k \frac{E_2}{2x_2}. \tag{1-10}$$

Таким образом, величина максимального момента не зависит от активного сопротивления ротора r_2; от него зависит лишь то скольжение s_m, при котором момент M достигает наибольшей величины.

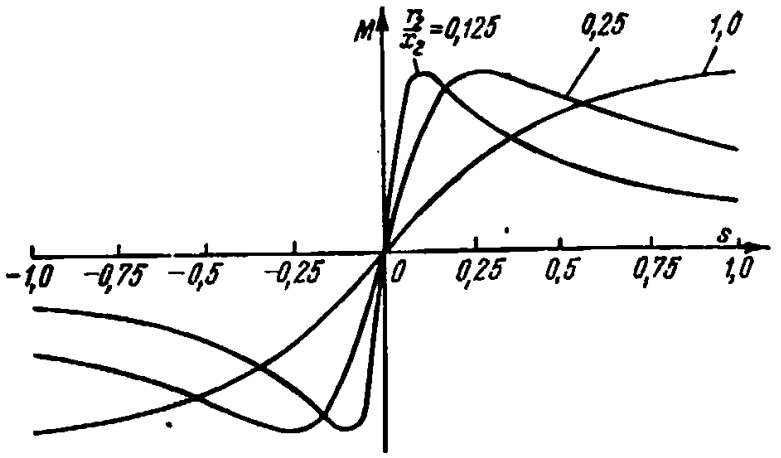


Рис. 1-24. Зависимость вращающего момента асинхронной машины от скольжения при различных значениях активного сопротивления цепи ротора

На рис. 1-24 представлены зависимости $M=f(s)$ при $x_2=\text{const}$ и разных значениях активного сопротивления ротора r_2. Подробно теория асинхронной машины изложена в третьем разделе.

1-12. Принцип выполнения обмоток машин переменного тока

В настоящее время в машинах переменного тока применяются главным образом двухслойные обмотки, которые имеют много общего с двухслойными обмотками якорей машин постоянного тока и которые поэтому можно получить, исходя из якорных обмоток машин постоянного тока.

В первой части книги, в гл. 3, были рассмотрены потенциальные многоугольники якорных обмоток машин постоянного тока, получаемые в результате последовательного геометрического сложения векторов основной гармонической э. д. с. всех секций в порядке их следования по замкнутому на себя контуру обмотки. При достаточно большом (теоретически — при бесконечно большом) количестве пазов и секций потенциальный многоугольник превращается в окружность или, при наличии в обмотке якоря постоянного тока 2 a параллельных ветвей, в a наложенных друг на друга окружностей, причем каждому участку окружности соответствует определенный участок замкнутой на себя обмотки.

Исходя из подобного представления, легко видеть, что наиболее простым способом обмотка переменного тока может быть получена из обычной замкнутой двухслойной обмотки постоянного тока, если на каждом ее участке, составляющем полный по-

тенциальный многоугольник, сделать число ответвлений, соответствующее числу фаз машины. Равнопотенциальные точки ответвлений нужно соединить друг с другом, и тогда каждая фаза будет иметь число параллельных ветвей a, равное числу пар параллельных ветвей исходной обмотки постоянного тока.

На рис. 1-25, *а* представлена потенциальная окружность обмотки постоянного тока и показана принципиальная схема присоединения контактных колец к одной ветви при трехфазной системе. Подобная обмотка применяется в одноякорных преобразователях, так как в этих машинах обмотка якоря должна быть выполнена по типу замкнутой обмотки постоянного тока, соединяемой с одной стороны с коллектором, а с другой — с контактными кольцами (гл. 17).

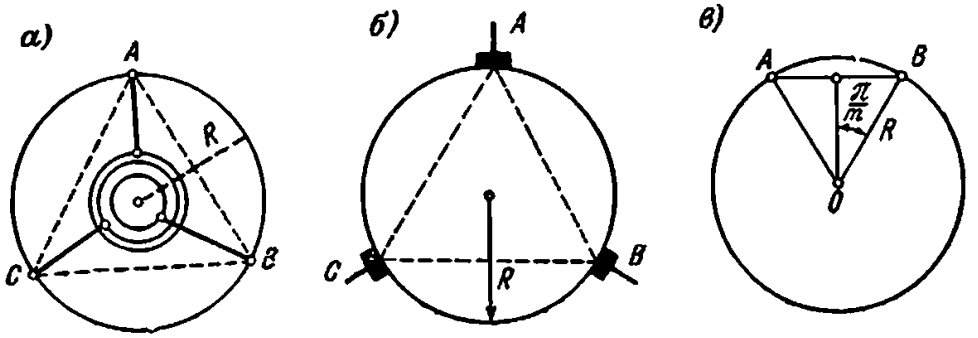


Рис. 1-25. Принцип получения трехфазной обмотки из замкнутой якорной обмотки машины постоянного тока

Подобную же обмотку представляет и якорная обмотка трехфазной коллекторной машины переменного тока с той разницей, что обмотка делится на участки, соответствующие различным фазам, не отпайками, присоединяемыми к контактным кольцам, а наложенными на коллектор щетками (рис. 1-25, *б*).

Стороны треугольников ABC на рис. 1-25, *а* и *б* представляют собой одновременно фазные и линейные напряжения обмотки, так как фазные обмотки соединены в треугольник.

Длина дуги окружности AB между соседними точками присоединений на рис. 1-25, *а* и *б* соответствует алгебраической сумме э. д. с. данного участка или фазы обмотки, а соответствующая хорда AB будет соответствовать их геометрической сумме, дающей напряжение между кольцами или щетками A и B.

Мерой использования обмотки является отношение геометрической суммы э. д. с. секций фазы обмоток к алгебраической сумме этих э. д. с., носящее название коэффициента распределения обмотки. В данном случае, при $m=3$ и весьма большом числе пазов, имеем:

$$k_{\text{рас}} = \frac{\text{хорда } AB}{\text{дуга } AB} = \frac{R\sqrt{3}}{\frac{1}{3}2\pi R} = \frac{3\sqrt{3}}{2\pi} = 0{,}827.$$

В общем случае, если машина имеет m фаз (рис. 1-25, *в*) при весьма большом числе пазов

$$k_{p\infty} = \frac{2R \sin \frac{\pi}{m}}{\frac{1}{m} 2\pi R} = \frac{\sin \frac{\pi}{m}}{\frac{\pi}{m}}. \qquad (1\text{-}11)$$

В частности, при $m=6$ имеем:

$$k_{p\infty} = \frac{6 \sin 30^\circ}{\pi} = \frac{3}{\pi} = 0{,}955.$$

Таким образом, при трехфазной обмотке э. д. с. фазы уменьшается на 17,3% по сравнению с алгебраической суммой э. д. с. элементов фазы обмотки, а при шестифазной — только на 4,5%. Вследствие этого якоря многофазных коллекторных машин и одноякорных преобразователей иногда выполняются шестифазными.

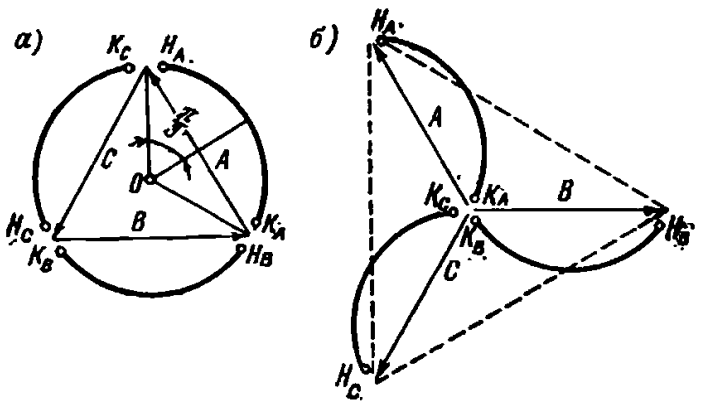


Рис. 1-26. Принцип получения трехфазной обмотки с фазной зоной 120° из разрезанной обмотки якоря машины постоянного тока

Фазные обмотки на рис. 1-25, *а* можно соединить звездой, если обмотку якоря постоянного тока разрезать на три части (рис. 1-26, *а*), предполагая, что $2a=2$. При этом линейное напряжение увеличивается в $\sqrt{3}$ раза (имеется в виду только первая гармоническая), но использование обмотки и величина ее коэффициента распределения останутся прежними, а именно $k_{p\infty}=0{,}827$ (рис. 1-26, *б*).

Лучшие результаты дают трехфазные обмотки, основанные на разделении многоугольника э. д. с. на шесть зон (рис. 1-27, *а*). Чтобы э. д. с. противоположных полуфаз (например, A и X) действовали по контуру согласно, нужно соединить конец полуфазы A с концом полуфазы X (рис. 1-27, *б*). При равномерно распределенной обмотке (число пазов $Z=\infty$) получается коэффициент распределения

$$k_{p\infty} = \frac{\sin \frac{\pi}{6}}{\frac{\pi}{6}} = \frac{3}{\pi} = 0{,}955.$$

Мы видим, что обмотка с фазной зоной 60° имеет в 0,955/0,827 = = 1,15 раза, т. е. на 15%, лучшее использование меди, чем обмотка

с фазной зоной 120°. Равным образом обмотка с зоной 60° позволяет на каждом участке, составляющем многоугольники э. д. с., образовать две параллельные группы путем параллельного соединения начала и конца одной полуфазы с концом и началом соответствующей полуфазы (рис. 1-27, *в*). Точно так же полуфазы можно соединить треугольником (рис. 1-27, *г*).

Реальная обмотка выполняется с конечным числом пазов Z. Для того чтобы при этом все полуфазы обмотки с зоной 60° были одинаковы и можно было простейшим образом получить симмет-

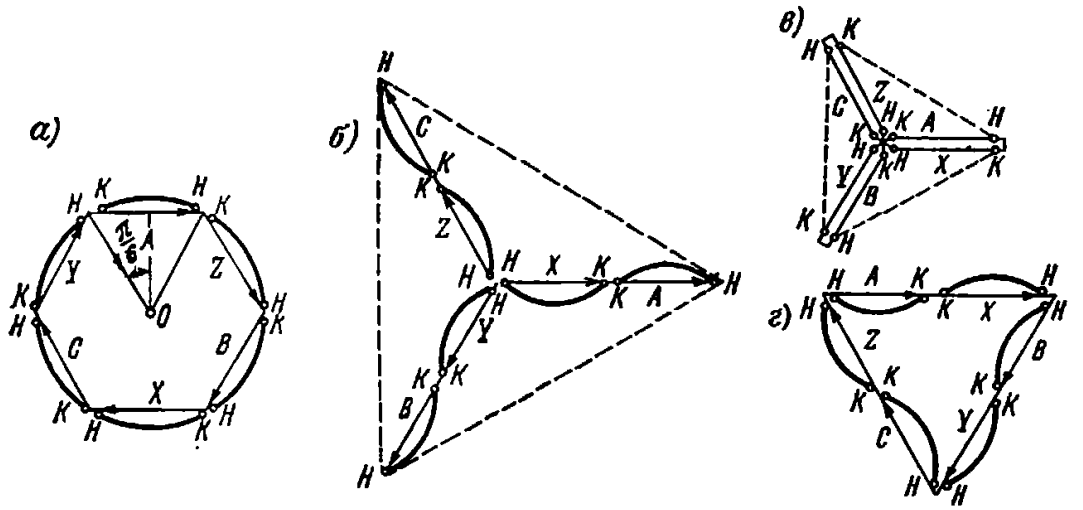


Рис. 1-27. Принцип получения трехфазной обмотки с фазной зоной 60° из разрезанной обмотки якоря машины постоянного тока

ричную обмотку, число пазов на одну зону, т. е. число пазов на полюс и фазу,

$$q=\frac{Z}{2pm} \qquad (1\text{-}12)$$

должно быть целым числом (ц. ч.). Такие обмотки называются обмотками с целым числом пазов на полюс и фазу и имеют наибольшее распространение. Ниже мы будем иметь в виду прежде всего такие обмотки. Обмотки с дробным q рассматриваются особо (§ 3-6).

Обмотка состоит из катушек, выполняемых по типу секций обмотки якоря машины постоянного тока. В общем случае катушка может состоять из ряда последовательно соединенных витков, имеющих общую изоляцию относительно корпуса. Каждая зона 60° включает в себя катушечную группу из катушек, соединяемых последовательно. В одну фазу включаются катушечные группы, сдвинутые вдоль окружности якоря друг от друга на 180 эл. градусов. Число катушечных групп в каждой фазе обмоток рассматриваемого типа, получаемых из двухслойных якорных обмоток постоянного тока, равно числу полюсов $2p$. Эти группы могут быть соединены последовательно или параллельно по рассмотренному выше принципу.

Глава вторая

ЭЛЕКТРОДВИЖУЩИЕ СИЛЫ В ОБМОТКАХ МАШИН ПЕРЕМЕННОГО ТОКА

2-1. Основные характеристики э. д. с. переменного тока

Э. д. с. переменного тока характеризуется тремя основными параметрами: а) величиной, б) частотой и в) формой кривой.

Получение э. д. с. необходимой величины и частоты сравнительно просто; труднее создать э. д. с. заданной формы. Обычно требуется, чтобы э. д. с. машины, предназначенной для работы в установках промышленного типа, была практически синусоидальна. Особенно это относится к генераторам, так как высшие гармонические э. д. с. оказывают вредное влияние не только на генератор и большинство приемников, вызывая в них увеличение потерь, но также и на линии передачи, способствуя возникновению перенапряжений на различных их участках и оказывая индуктивное воздействие на близлежащие линии слабого тока.

Рассмотрим вопрос об э. д. с. обмотки переменного тока на примере синхронной машины, начнем с анализа простейшего случая.

2-2. Э. д. с. проводника

Расположим проводник a на статоре, а полюсные наконечники полюсов — на роторе параллельно оси машины (рис. 2-1). Возбудим машину и приведем ее во вращение со скоростью $n=\text{const}$. Тогда мгновенное значение индуктируемой в проводнике a э. д. с. будет

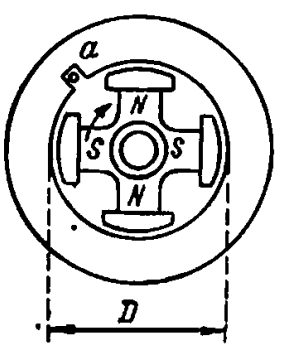


Рис. 2-1. Э. д. с. в проводнике

$$e_{\text{пр}} = B_x l v, \qquad (2\text{-}1)$$

где B_x представляет собой величину магнитной индукции в месте нахождения проводника для данного момента времени.

Таким образом, характер изменения во времени э. д. с., индуктируемой в проводнике, или, другими словами, форма кривой э. д. с. проводника в зависимости от времени точно соответствует кривой распределения магнитной индукции в зазоре по окружности якоря. Чтобы приблизить кривую э. д. с. к синусоиде, нужно создать поле с такой формой кривой, при которой содержание в ней высших гармонических было возможно меньше. Для этого явнополюсные синхронные машины выполняются с неравномерным зазором по окружности полюса. Обычно полюсный наконечник описывается радиусом такой величины, чтобы зазор δ' под краями полюса был в 1,5—2 раза больше зазора под серединой полюса δ (рис. 2-2). С той же целью в неявнополюсных машинах отношение обмотанной части ротора к его полюсному делению берут равным примерно 0,75.

Прохождению проводником двойного полюсного расстояния 2τ соответствует полный период T э. д. с. во времени, поэтому действующее значение э. д. с. проводника

$$E_{\text{пр}} = \sqrt{\frac{2}{T}\int_0^{T/2} e_{\text{пр}}^2 dt} = lv\sqrt{\frac{2}{T}\int_0^{T/2} B_x^2 dt}, \qquad (2\text{-}2)$$

где множитель

$$B = \sqrt{\frac{2}{T}\int_0^{T/2} B_x^2 dt}$$

представляет собой действующее значение индукции.

Окружная скорость ротора

$$v = \pi D n = \frac{2\pi D}{2p} pn = 2\tau f.$$

Обозначим отношение действующего и среднего значений B и $B_{\text{ср}}$ через коэффициент формы кривой поля

$$k_e = B/B_{\text{ср}} \qquad (2\text{-}3)$$

и заменим $v = 2\tau f$. Тогда, принимая во внимание, что полный поток одного полюса

$$\Phi = \tau l B_{\text{ср}},$$

получим:

$$E_{\text{пр}} = l 2\tau f k_e B_{\text{ср}} = 2k_e \Phi f. \qquad (2\text{-}4)$$

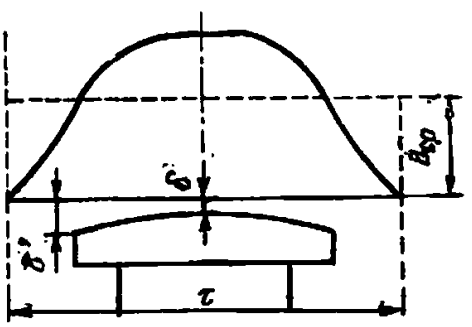


Рис. 2-2. Распределение индукции в зазоре на полюсном шаге

Для синусоидальной кривой поля

$$k_e = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} = 1{,}11,$$

поэтому для данного случая

$$E_{\text{пр}} = \frac{\pi}{\sqrt{2}} \Phi f = 2{,}22\,\Phi f. \qquad (2\text{-}5)$$

Определим действующее значение э. д. с. проводника в общем случае, при несинусоидальном распределении поля по окружности якоря.

Будем считать, что кривая индукции симметрична относительно оси абсцисс, а также относительно оси полюса ab и cd (рис. 2-3, a). В этом случае кривая индукции содержит наряду с первой, или основной, гармонической высшие гармонические только нечетного порядка: $\nu = 3{,}5\ \ldots$, т. е. $\nu = 2k \pm 1$, причем все эти гармонические пересекают ось абсцисс в общих точках A, D и т. д.

Условимся называть гармонические индукции пространственными, поскольку они распределяются по окружности якоря. Первая гармоническая индукции имеет амплитуду B_{m1} и полюсный

шаг τ, соответствующий действительному числу пар полюсов p; высшие гармонические имеют амплитуды B_{m3}, B_{m5}, ..., $B_{m\nu}$ и полюсные шаги τ/3, τ/5, ..., τ/ν соответственно их числам «пар полюсов» $3p$, $5p$, ..., νp (рис. 2-3, *б*, *в*).

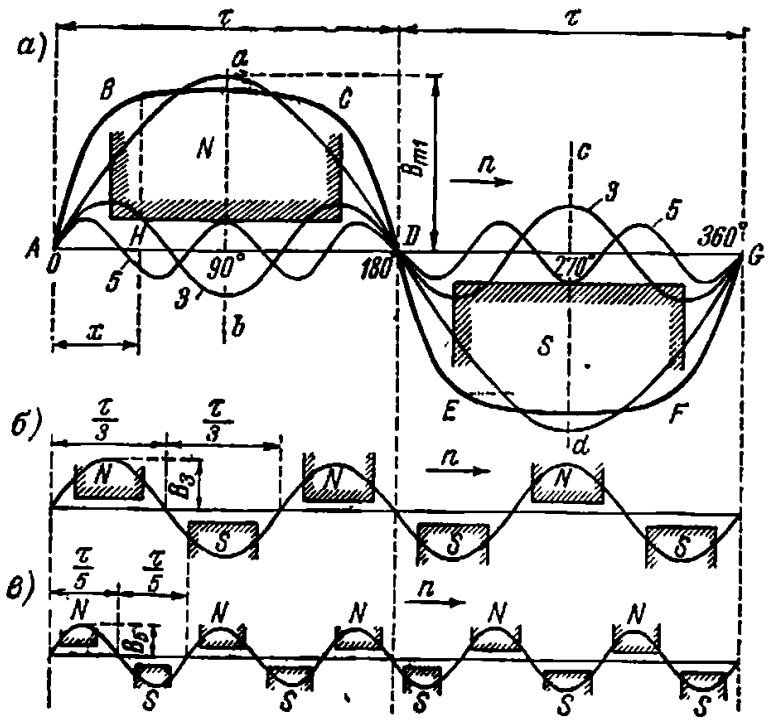


Рис. 2-3. Распределение индукции под полюсом: *а* — разложение кривой индукции на гармонические; *б* и *в* — модели роторов, создающих третью и пятую гармонические индукции

Каждая гармоническая индукции определяет соответствующую ей гармоническую потока, а именно:

$$\Phi_1 = \tau l B_{ср1} = \frac{2}{\pi} \tau l B_{m1}; \qquad (2\text{-}6а)$$

$$\Phi_3 = \frac{\tau}{3} l B_{ср3} = \frac{2}{\pi} \frac{\tau}{3} l B_{m3}; \qquad (2\text{-}6б)$$

. . . . . .

$$\Phi_\nu = \frac{\tau}{\nu} l B_{ср\nu} = \frac{2}{\pi} \frac{\tau}{\nu} l B_{m\nu}. \qquad (2\text{-}6в)$$

Так как все гармонические индукции поля полюсов синхронной машины неподвижны относительно полюса, то все они вращаются с той же скоростью n, что и ротор. Поэтому частота э. д. с., индуктируемой в проводнике каждой гармонической потока, будет

$$f_1 = pn; \; f_3 = 3pn; \; \ldots; \; f_\nu = \nu pn. \qquad (2\text{-}7)$$

Соответственно формуле (2-5) имеем:

$$E_{\text{пр}1}=\frac{\pi}{\sqrt{2}}\Phi_1 f_1=\sqrt{2}\tau l B_{m1} f_1; \tag{2-8а}$$

$$E_{\text{пр}3}=\frac{\pi}{\sqrt{2}}\Phi_3 f_3=\sqrt{2}\,\frac{\tau}{3}\,l B_{m3} 3 f_1=\sqrt{2}\tau l B_{m3} f_1; \tag{2-8б}$$

. . . . . .

$$E_{\text{пр}\nu}=\frac{\pi}{\sqrt{2}}\Phi_\nu f_\nu=\sqrt{2}\,\frac{\tau}{\nu}\,l B_{m\nu}\nu f_1=\sqrt{2}\tau l B_{m\nu} f_1. \tag{2-8в}$$

Действующее значение результирующей э. д. с. проводника будет

$$E_{\text{пр}}=\sqrt{E_{\text{пр}1}^2+E_{\text{пр}3}^2+\ldots+E_{\text{пр}\nu}^2+\ldots}=$$

$$=E_{\text{пр}1}\sqrt{1+\left(\frac{E_{\text{пр}3}}{E_{\text{пр}1}}\right)^2+\ldots+\left(\frac{E_{\text{пр}\nu}}{E_{\text{пр}1}}\right)^2+\ldots}=$$

$$=E_{\text{пр}1}\sqrt{1+\left(\frac{B_{m3}}{B_{m1}}\right)^2+\ldots+\left(\frac{B_{m\nu}}{B_{m1}}\right)^2+\ldots}=$$

$$=\frac{\pi}{\sqrt{2}}\Phi_1 f_1\sqrt{1+k_{B3}^2+\ldots+k_{B\nu}^2+\ldots}, \tag{2-9}$$

где коэффициенты

$$k_{B3}=\frac{B_{m3}}{B_{m1}},\ \ldots,\ k_{B\nu}=\frac{B_{m\nu}}{B_{m1}}$$

представляют собой отношения амплитуд высших гармонических индукции $B_{m3}, \ldots, B_{m\nu}$ к амплитуде основной волны индукции B_{m1}.

Так как к потоку полуволны индукции основной гармонической поля либо прибавляется, либо от него отнимается поток одной полуволны поля высшей гармонической (рис. 2-3, *а*), то полный поток на один полюс Ф выражается следующей алгебраической суммой:

$$\Phi=\Phi_1\pm\Phi_3\pm\ldots\pm\Phi_\nu\pm\ldots=\Phi_1\left(1\pm\frac{\Phi_3}{\Phi_1}\pm\ldots\pm\frac{\Phi_\nu}{\Phi_1}\pm\ldots\right)=$$

$$=\Phi_1\left(1\pm\frac{B_{m3}}{3B_{m1}}\pm\ldots\pm\frac{B_{m\nu}}{\nu B_{m1}}\pm\ldots\right)=$$

$$=\Phi_1\left(1\pm\frac{1}{3}k_{B3}\pm\ldots\pm\frac{1}{\nu}k_{B\nu}\pm\ldots\right)=\Phi_1 k_\Phi, \tag{2-10}$$

где k_Φ — коэффициент формы поля. Отсюда получаем для э. д. с. проводника:

$$E_{\text{пр}}=\frac{\pi}{\sqrt{2}}\Phi f_1\,\frac{\sqrt{1+k_{B3}^2+\ldots+k_{B\nu}^2+\ldots}}{1\pm\frac{1}{3}k_{B3}+\ldots\pm\frac{1}{\nu}k_{B\nu}\pm\ldots}. \tag{2-11}$$

Путем простого расчета нетрудно убедиться в том, что даже в случае, когда высшие гармонические индукции выражены доста-

точно сильно, они сравнительно мало влияют на величину $E_{пр}$, но в то же время они непосредственно влияют на форму кривой э. д. с. проводника и поэтому сильно искажают ее.

2-3. Э. д. с. витка и сосредоточенной обмотки с полным (диаметральным) шагом

На рис. 2-4 изображен виток с полным шагом $y=\tau$. Как уже было показано в первой части книги, э. д. с. такого витка получается как результат геометрического вычитания векторов э. д. с. $\dot{E}'_{пр}$ и $\dot{E}''_{пр}$, индуктируемых в каждом из проводников (соответственно $1'$ и $1''$) витка. Следовательно, действующее значение э. д. с. витка с полным шагом будет

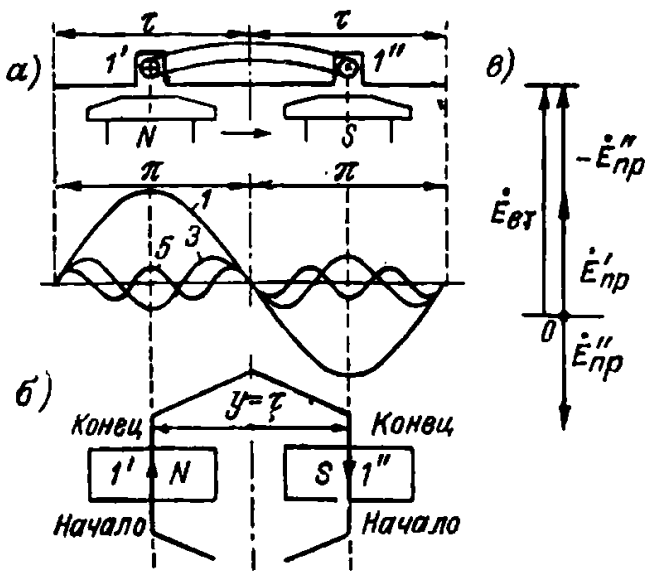


Рис. 2-4. Э. д. с. витка при $y=\tau$

$$E_{вт}=2E_{пр}. \qquad (2\text{-}12)$$

В общем случае мы можем намотать катушку, соединив последовательно $w_к$ витков. Если машина имеет p пар полюсов и под каждой парой полюсов мы уложим такую же катушку и так же расположим ее относительно полюсов, то, соединив все катушки последовательно, мы образуем так называемую сосредоточенную ($q=1$) обмотку, состоящую из $w=w_к p$ последовательно соединенных витков. Следовательно, э. д. с. такой обмотки будет

$$E=2E_{пр}w_к p=\frac{2\pi}{\sqrt{2}}\Phi_1 w f_1\sqrt{1+k_{B3}^2+\ldots+k_{Bv}^2+\ldots}=$$

$$=\frac{2\pi}{\sqrt{2}}\Phi w f_1\frac{\sqrt{1+k_{B3}^2+\ldots+k_{Bv}^2+\ldots}}{1\pm\frac{1}{3}k_{B3}\pm\ldots\pm\frac{1}{v}k_{Bv}+\ldots}. \qquad (2\text{-}13)$$

По своей форме э. д. с. такой обмотки не отличается от э. д. с. одного проводника.

2-4. Э. д. с. распределенной обмотки с полным шагом

А. Первая гармоническая э. д. с. Обычно обмотка выполняется не сосредоточенной ($q=1$), а распределенной ($q>1$), т. е. необходимое число витков под каждой парой полюсов заключено не в одной катушке, а распределяется на несколько последовательно сое-

диненных катушек, расположенных в q рядом лежащих пазах. Такой элемент из q катушек называется катушечной группой.

Предположим, что число пазов на каждом полюсном делении $Q=6$ (рис. 2-5). Катушечная группа в данном случае взята из 4 катушек с полным шагом ($y=\tau$); под каждым полюсом занято 4 паза ($q=4$). Все q катушек соединены между собой последовательно так, что к концу какой-нибудь одной катушки присоединяется начало следующей.

Для первой гармонической угол сдвига между двумя соседними пазами и, стало быть, соседними катушками, будет

$$\gamma=\frac{\pi}{Q}=\frac{180^\circ}{6}=30^\circ.$$

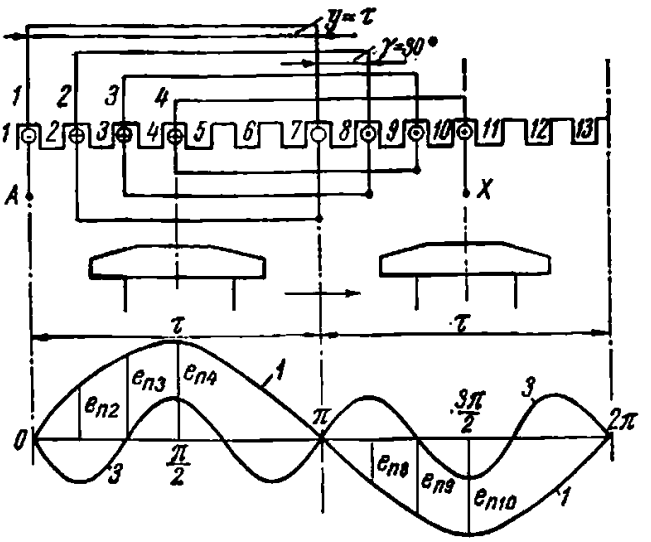


Рис. 2-5. Э. д. с. распределенной обмотки с шагом $y=\tau$

Так как в рассматриваемый момент времени катушка *1* лежит на нейтрали, то мгновенные значения э. д. с., индуктируемые в катушках *1*, *2*, *3* и *4*, будут:

$$e_{к1}=E_{кm}\sin 0^\circ=0;\ e_{к2}=E_{кm}\sin\gamma=E_{кm}\sin 30^\circ;$$
$$e_{к3}=E_{кm}\sin 2\gamma=E_{кm}\sin 60^\circ;\ e_{к4}=E_{кm}\sin 3\gamma=E_{кm}\sin 90^\circ.$$

Эти э. д. с. показаны на рис. 2-6, *а* четырьмя векторами, каждый из которых представляет собой наибольшее значение э. д. с. катушки или при соответствующем изменении масштаба ее действующее значение $E_к$. При этом каждый вектор сдвинут относительно соседнего на угол $\gamma=30^\circ$.

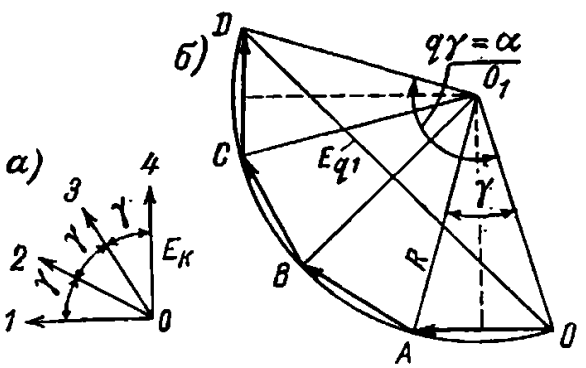


Рис. 2-6. Звезда и многоугольник э. д. с. катушек, показанных на рис. 2-5.

Сложив геометрически все четыре вектора, получаем часть правильного многоугольника $OABCD$ (рис. 2-6, б), замыкающая которого OD дает действующее значение результирующей э. д. с. четырех катушек. Проекция замыкающей OD на ось ординат дает мгновенное значение этой э. д. с., соответствующее расположению пазов *1*, *2*, *3* и *4* относительно полюса на рис. 2-5. В другие моменты времени многоугольник э. д. с. будет занимать другие положения, вращаясь относительно центра O_1 против часовой стрелки с угловой частотой $\omega=2\pi f$.

Чтобы определить $E_{q1}=OD$, находим (рис. 2-6, *б*) центр O_1 окружности, описываемой вокруг многоугольника. Радиус этой окружности, определяемый из равнобедренного треугольника OO_1A с центральным углом γ, будет

$$R=\frac{E_к}{2\sin\frac{\gamma}{2}}.$$

Тогда $E_{q1}=OD$ определится из равнобедренного треугольника OO_1D с углом $q\gamma$ при вершине O_1, а именно

$$E_{q1}=2R\sin\frac{q\gamma}{2}=E_к\frac{\sin\frac{q\gamma}{2}}{\sin\frac{\gamma}{2}}.$$

Если бы все активные стороны катушек были сосредоточены в одном пазу, то э. д. с. была бы равна $qE_к$. Таким образом, отношение геометрической суммы э. д. с. распределенной обмотки к э. д. с. сосредоточенной обмотки с тем же числом витков

$$k_{p1}=\frac{E_{q1}}{qE_к}=\frac{E_к\sin\frac{q\gamma}{2}}{qE_к\sin\frac{\gamma}{2}}=\frac{\sin\frac{q\gamma}{2}}{q\sin\frac{\gamma}{2}}. \qquad (2\text{-}14)$$

Коэффициент k_{p1} называется коэффициентом распределения обмотки, а индекс 1 показывает, что он относится к первой гармонической э. д. с.

Для m-фазной обмотки с фазной зоной π/m (при $m=3$ с зоной 60°) угол γ между двумя соседними пазами

$$\gamma=\frac{\pi}{mq}.$$

Подставив это значение γ в выражение (2-14) для коэффициентов распределения, относящихся к основной гармонической э. д. с. многофазной обмотки, получим:

$$\boxed{k_{p1}=\frac{\sin\frac{\pi}{2m}}{q\sin\frac{\pi}{2mq}}}. \qquad (2\text{-}15)$$

Так как расположение пазов относительно полюсов под всеми p парами полюсов одно и то же, то сделанный выше вывод можно распространить на всю обмотку, состоящую из qp последовательно соединенных катушек, каждая из которых состоит из $w_к$ последовательно соединенных витков. Следовательно, действующее значение первой гармонической э. д. с. распределенной обмотки с полным шагом будет

$$E_{q1}=\frac{2\pi}{\sqrt{2}}\Phi_1 f_1 qpw_к k_{p1}=\frac{2\pi}{\sqrt{2}}\Phi_1 f_1 wk_{p1}=2\sqrt{2}\tau l B_{m1} f_1 wk_{p1}. \qquad (2\text{-}16)$$

Здесь $w = qpw_к$ — число последовательно соединенных витков в фазе обмотки.

Б. Высшие гармонические э. д. с. распределенной обмотки. Угол сдвига между двумя соседними пазами для гармонической поля порядка ν равен $\nu\gamma$. На такой же угол сдвинуты по фазе и векторы э. д. с., индуктируемых этой гармонической в обмотке якоря. Рассуждая так же, как для первой гармонической э. д. с., получаем коэффициент распределения обмотки для ν-й гармонической э. д. с.:

$$k_{p\nu} = \frac{\sin\frac{\nu q\gamma}{2}}{q\sin\frac{\nu\gamma}{2}} = \frac{\sin\frac{\nu\pi}{2m}}{q\sin\frac{\nu\pi}{2mq}}. \qquad (2\text{-}17)$$

Так, например, коэффициент распределения обмотки на рис. 2-5 для третьей гармонической э. д. с. будет

$$k_{p3} = \frac{\sin\frac{3\cdot 4\cdot 30°}{2}}{4\sin\frac{3\cdot 30°}{2}} = 0.$$

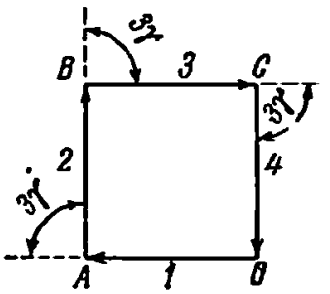


Рис. 2-7. Третьи гармонические э. д. с. катушек, показанных на рис. 2-5

Физически это объясняется тем, что 4 вектора э. д. с., сдвинутых по фазе на угол $3\gamma = 3\cdot 30° = 90°$, образуют замкнутый четырехугольник (рис. 2-7).

Гармонические порядка $\nu_{3k} = 2Qk \pm 1 = 2mqk \pm 1$, где $k = 1, 2, 3, \ldots$, дают значения коэффициентов распределения обмотки, равные коэффициенту распределения обмотки k_{p1} для основной гармонической.

Действительно,

$$k_{p\,(2mqk\pm 1)} = \frac{\sin\left[\frac{\pi}{2m}(2mqk \pm 1)\right]}{q\sin\left[\frac{\pi}{2mq}(2mqk \pm 1)\right]} = \pm\frac{\sin\frac{\pi}{2m}}{q\sin\frac{\pi}{2mq}} = \pm k_{p1}.$$

Порядки этих гармонических жестко связаны с количеством пазов на двойное полюсное деление $2Q$. Например, при $Q = 6$ и $2Q = 12$ при $k = 1$ получим $\nu_{31} = 11$ и 13. Эти гармонические называют гармониками зубцового порядка.

При равномерно распределенной обмотке, когда число пазов на полюс и фазу q может быть принято равным бесконечности, коэффициент распределения обмотки равен отношению хорды к соответствующей дуге (рис. 2-6, *б*):

$$k_{p1} = \frac{\text{хорда } OD}{\text{дуга } OD} = \frac{2R\sin\frac{\alpha}{2}}{R\alpha} = \frac{\sin\frac{\alpha}{2}}{\frac{\alpha}{2}}. \qquad (2\text{-}18)$$

Соответственно для гармонической порядка ν:

$$k_{p\nu} = \frac{\sin\frac{\nu\alpha}{2}}{\frac{\nu\alpha}{2}}. \qquad (2\text{-}19)$$

Для трехфазной обмотки $\alpha = 60°$ и при равномерно распределенной трехфазной обмотке все коэффициенты распределения обмотки для гармонических, кратных трем,

$$k_{p\nu} = \pm\frac{2}{\nu}k_{p1}, \qquad (2\text{-}20)$$

а для всех остальных гармонических

$$k_{p\nu} = \pm\frac{1}{\nu}k_{p1}. \qquad (2\text{-}21)$$

Знаки «+» и «—» при обмоточных коэффициентах чередуются через 3.

Таблица 2-1

Коэффициент распределения обмотки	Полное число пазов на полюс Q							
	3	4	4	5	5	6	6	6
	Число пазов на полюс и фазу q							
	2	2	3	2	3	2	3	4
k_{p1}	0,866	0,925	0,804	0,953	0,872	0,966	0,910	0,833
k_{p3}	0.000	0,385	—0.118	0,589	0,125	0,707	0.333	0,000
k_{p5}	—0,866	—0,385	—0,138	0.000	—0,333	0,259	—0,244	—0,224
k_{p7}	—0,866	—0,925	0,804	—0,589	0,127	—0,259	—0,244	0,224

В табл. 2-1 приведены коэффициенты распределения однофазных обмоток для основной и высших гармонических при различных соотношениях чисел пазов Q и q, а в табл. 2-2 — соответствующие значения коэффициентов распределения для трехфазных обмоток. Значения коэффициентов для основной и зубцовых гармонических набраны жирным шрифтом.

Зная эти коэффициенты, можно определить высшие гармонические э. д. с. распределенной обмотки:

$$E_{q\nu} = \frac{2\pi}{\sqrt{2}}\Phi_\nu f_\nu w k_{p\nu} = 2\sqrt{2}\frac{\tau}{\nu}lB_{m\nu}\nu f_1 w k_{p\nu} = 2\sqrt{2}\tau l B_{m\nu} f_1 w k_{p\nu}. \qquad (2\text{-}22)$$

В. Результирующая э. д. с. распределенной обмотки с полным шагом. Аналогично формуле (2-13) получаем:

$$E_q = \frac{2\pi}{\sqrt{2}}\Phi f_1 w k_{p1}\frac{\sqrt{1+\left(k_{B3}k'_{p3}\right)^2+\ldots+\left(k_{B\nu}k'_{p\nu}\right)^2+\ldots}}{1\pm\frac{1}{3}k_{B3}\pm\ldots\pm\frac{1}{\nu}k_{B\nu}\pm\ldots}, \qquad (2\text{-}23)$$

Таблица 2-2

Коэффициент распределения обмотки	Полное число пазов на полюс Q								Равномерно распределенная обмотка
	9	12	15	18	21	24	27	30	
	Число пазов на полюс и фазу q								
	3	4	5	6	7	8	9	10	
k_{p1} 0,966	0,960	0,958	0,957	0,957	0,957	0,956	0,955	0,955	0,955
k_{p3} 0,707	0,667	0,654	0,646	0,644	0,642	0,641	0,640	0,639	0,636
k_{p5} 0,259	0,217	0,205	0,200	0,197	0,195	0,194	0,194	0,193	0,191
k_{p7} —0,259	—0,177	—0,158	—0,149	—0,145	—0,145	—0,141	—0,140	—0,140	—0,136
k_{p9} —0,707	—0,333	—0,270	—0,247	—0,236	—0,229	—0,225	—0,222	—0,220	—0,212
k_{p11} —0,966	—0,177	—0,126	—0,110	—0,102	—0,097	—0,095	—0,095	—0,092	—0,087
k_{p13} —0,966	0,217	0,126	0,102	0,092	0,086	0,085	0,081	0,079	0,075
k_{p15} —0,707	0,667	0,270	0,200	0,172	0,158	0,150	0,145	0,141	0,127
k_{p17} —0,259	0,960	0,158	0,102	0,084	0,075	0,070	0,066	0,064	0,056
k_{p19} 0,259	0,960	—0,205	—0,110	—0,084	—0,072	—0,066	—0,062	—0,060	—0,050
k_{p21} 0,707	0,667	—0,654	—0,247	—0,172	—0,145	—0,127	—0,118	—0,112	—0,091
k_{p23} 0,966	0,217	—0,958	—0,149	—0,092	—0,072	—0,065	—0,057	—0,054	—0,041
k_{p25} 0,966	—0,177	—0,958	0,200	0,102	0,075	0,065	0,056	0,052	0,038
k_{p27} 0,707	—0,333	—0,654	0,646	0,236	0,158	0,127	0,111	0,101	0,071
k_{p29} 0,259	—0,177	—0,205	0,957	0,145	0,086	0,056	0,056	0,050	0,053
k_{p31} —0,259	0,217	0,158	0,957	—0,197	—0,097	—0,070	—0,057	—0,050	—0,051
k_{p33} —0,707	0,667	0,270	0,646	—0,644	—0,229	—0,150	—0,118	—0,101	—0,058
k_{p35} —0,966	0,960	0,126	0,200	—0,957	—0,143	—0,085	—0,062	—0,052	—0,007
k_{p37} —0,966	0,960	—0,126	—0,149	—0,957	0,195	0,095	0,066	0,054	0,026
k_{p39} —0,707	0,667	—0,270	—0,247	—0,644	0,642	0,225	0,145	0,112	0,049
k_{p41} —0,250	0,217	—0,158	—0,110	—0,197	0,957	0,141	0,081	0,060	0,023
k_{p43} 0,259	—0,177	0,205	0,102	0,145	0,957	—0,194	—0,095	—0,064	—0,022
k_{p45} 0,707	—0,333	0,654	0,200	0,256	0,642	—0,641	—0 022	—0,141	—0,042
k_{p47} 0,966	—0,177	0,958	0,102	0,102	0,195	—0,956	—0,140	—0,079	—0,020

где

$$k'_{p3}=k_{p3}/k_{p1},\ \ldots,\ k'_{pv}=k_{pv}/k_{p1}$$

представляют собой относительные значения коэффициентов распределения для высших гармонических.

Коэффициент $k_{p1}<1$, а коэффициенты $k_{p3}, \ldots, k_{pv}$, как правило, меньше k_{p1}. Поэтому *э. д. с. распределенной обмотки меньше по величине э. д. с. сосредоточенной обмотки с тем же числом витков, но имеет лучшую форму кривой.* В частности, можем иметь $k_{pv}=0$ (см. табл 2-1); это значит, что данная гармоническая в кривой э. д. с. отсутствует, хотя в кривой поля она может быть выражена как угодно сильно.

2-5. Э. д. с. сосредоточенной обмотки с укороченным шагом

А. Э. д. с. витка с укороченным шагом. Обмотки переменного тока чаще всего выполняются с укороченным шагом (рис. 2-8, *а*).

Обозначим через β величину относительного шага обмотки:

$$\beta=y/\tau. \tag{2-24}$$

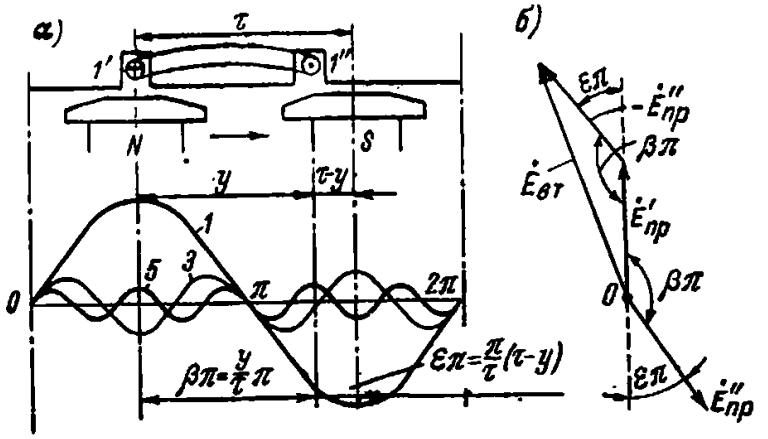


Рис. 2-8. Э. д. с. витка с шагом $y<\tau$

Тогда шагу обмотки соответствует угол βπ, и основные гармонические э. д. с. в проводниках *1'* и *1''* витка сдвинуты на угол βπ, а для ν-й гармонической — на угол νβπ.

Векторная диаграмма для основной гармонической э. д. с. витка построена на рис. 2-8, *б*; согласно этой диаграмме

$$\dot{E}_{вт1}=2\dot{E}_{пр1}\sin\frac{\beta\pi}{2}=2\dot{E}_{пр1}k_{y1}, \tag{2-25}$$

где

$$\boxed{k_{y1}=\sin\frac{\beta\pi}{2}} \tag{2-26}$$

представляет собой коэффициент укорочения шага обмотки первой гармонической э. д. с.

Коэффициент k_{y1} можно также выразить через относительную величину укорочения шага $\varepsilon = 1 - \beta$, а именно

$$k_{y1} = \cos\frac{\varepsilon\pi}{2}. \qquad (2\text{-}27)$$

В общем случае

$$E_{вτν} = 2E_{прν}k_{yν}, \qquad (2\text{-}28)$$

причем

$$k_{yν} = \sin\frac{\nu\beta\pi}{2} \qquad (2\text{-}29)$$

представляет собой коэффициент укорочения шага обмотки для ν-й гармонической.

Нетрудно показать, что коэффициенты укорочения шага для гармонических зубцового порядка также равны коэффициенту укорочения шага для основной гармонической. Действительно, угол $\beta\pi$, соответствующий величине шага y, можно выразить в виде $\beta\pi = \frac{y\pi}{\tau} = \frac{Q-S}{Q}\pi$, где S — число зубцовых делений, на которое укорочен шаг. В этом случае

$$k_{y1} = \sin\frac{\beta\pi}{2} = \cos\frac{\pi}{2}\frac{S}{Q} \qquad (2\text{-}30)$$

и для гармонических зубцового порядка

$$k_{yνз} = \sin\frac{\nu_з\beta\pi}{2} = \sin\left[(2Qk \pm 1)\frac{Q-S}{Q}\frac{\pi}{2}\right] = \pm\cos\frac{\pi}{2}\frac{S}{Q} = \pm k_{y1}. \qquad (2\text{-}31)$$

Б. Э. д. с. сосредоточенной обмотки с укороченным шагом. Выполним обмотку из p катушек с укороченным шагом, одинаково расположенных относительно полюсов. Если каждая катушка состоит из $\omega_к$ последовательно соединенных витков и все катушки тоже соединены между собой последовательно, то мы имеем обмотку с заданным укорочением шага, состоящую из $w = p\omega_к$ витков. Действующее значение результирующей э. д. с. такой обмотки выражается формулой, аналогичной формуле (2-23):

$$E = \frac{2\pi}{\sqrt{2}}\Phi f_1 w k_{y1}\frac{\sqrt{1 + (k_{B3}k'_{y3})^2 + \ldots + (k_{Bν}k'_{yν})^2 + \ldots}}{1 \pm \frac{1}{3}k_{B3} \pm \ldots \pm \frac{1}{\nu}k_{Bν} \pm \ldots}. \qquad (2\text{-}32)$$

Здесь $k'_{y3} = k_{y3}/k_{y1}$, $k'_{yν} = k_{yν}/k_{y1}$ представляют собой относительные значения коэффициентов укорочения шага для высших гармонических.

Коэффициент $k_{y1} < 1$, а коэффициенты k_{y3}, .., $k_{yν}$, как правило, меньше k_{y1}. Поэтому э. д. с. обмотки с укороченным шагом, при прочих равных условиях, меньше э. д. с. обмотки с полным шагом, но имеет лучшую форму кривой, поскольку высшие гармонические э. д. с. уменьшаются в $k_{yν}$ раз относительно высших гармонических поля. В частном случае $k_{yν}$ может быть равно нулю. Пусть, напри-

мер, шаг обмотки $y=\frac{4}{5}\tau$, т. е. относительный шаг $\beta=\frac{4}{5}$; тогда для пятой гармонической э. д. с. имеем согласно равенству (2-29):

$$k_{y5}=\sin\frac{5\cdot 4\pi}{5\cdot 2}=\sin 2\pi=0.$$

Таким образом, пятая гармоническая э. д. с. исчезает. Физически это объясняется, тем что пятая гармоническая поля индуктирует в сторонах катушки равные по величине, но встречно действующие по контуру катушки э. д. с. (рис. 2-8). При укорочении шага обмотки на $\frac{1}{\nu}\tau$ в кривой э. д. с. обмотки исчезает ν-я гармоническая. Обычно $\beta=0{,}80\div 0{,}85$, но в ряде случаев величина шага может составлять $\left(\frac{1}{2}\div\frac{1}{3}\right)\tau$.

Пример. Трехфазный асинхронный двигатель с фазным ротором с числом полюсов $2p=6$ имеет число пазов статора $Z_1=90$ при числе пазов на полюс $90/6=15$ и число пазов ротора $Z_2=72$ при числе пазов на полюс 12. Число пазов на полюс и фазу статора $q_1=5$, число пазов на полюс и фазу ротора $q_2=4$.

Шаг обмотки статора — из 1-го в 13-й паз.

Относительный шаг обмотки статора $\beta_1=12/15=0{,}8$.

Обмоточный коэффициент распределения для $q_1=5$ по табл. 2-2

$$k_{p1}=0{,}957.$$

Обмоточный коэффициент укорочения шага по формуле (2-26)

$$k_{y1}=\sin 72^\circ=0{,}951.$$

Результирующий коэффициент обмотки статора

$$k_{об1}=0{,}957\cdot 0{,}951=0{,}91.$$

Шаг обмотки ротора — из 1-го в 13-й паз, поэтому относительный шаг

$$\beta_2=12/12=1{,}0.$$

Обмоточный коэффициент распределения для $q_2=4$ по табл. 2-2

$$k_{p2}=0{,}958.$$

Результирующий коэффициент обмотки ротора

$$k_{об2}=0{,}958\cdot 1{,}0=0{,}958.$$

2-6. Общее выражение для э. д. с. обмотки якоря машины переменного тока

В настоящее время наиболее распространенным типом обмотки якоря машин переменного тока является двухслойная (по типу обмотки якоря машины постоянного тока) распределенная обмотка с укороченным шагом. Обобщая сказанное выше в § 2-4 и 2-5, имеем:

а) для первой гармонической э. д. с.

$$\boxed{E_1=\pi\sqrt{2}w k_{p1}k_{y1}f_1\Phi_1=2\sqrt{2}\tau l w k_{об1}f_1 B_{m1};} \qquad (2\text{-}33)$$

б) для ν-й гармонической э. д. с.

$$E_\nu=\pi\sqrt{2}w k_{p\nu}k_{y\nu}f_\nu\Phi_\nu=2\sqrt{2}\tau_\nu l w k_{об\nu}f_\nu B_{m\nu}. \qquad (2\text{-}34)$$

Здесь

$$\tau_\nu = \tau/\nu \text{ и } k_{об1} = k_{р1}k_{у1}, \ldots, k_{об\nu} = k_{р\nu}k_{у\nu} \qquad (2\text{-}35)$$

— обмоточные коэффициенты для 1-й, ..., ν-й гармонических. Тогда результирующая э. д. с. обмотки будет

$$E = \frac{2\pi}{\sqrt{2}} w k_{об1} f_1 \Phi \frac{\sqrt{1 + (k_{B3}k_3)^2 + \ldots + (k_{B\nu}k_\nu)^2 + \ldots}}{1 \pm \frac{1}{3} k_{B3} \pm \ldots \pm \frac{1}{\nu} k_{B\nu} \pm \ldots}, \qquad (2\text{-}36)$$

где

$$k_3 = \frac{k_{об3}}{k_{об1}} = \frac{k_{р3}k_{у3}}{k_{р1}k_{у1}}, \ldots, k_\nu = \frac{k_{об\nu}}{k_{об1}} = \frac{k_{р\nu}k_{у\nu}}{k_{р1}k_{у1}}$$

представляют собой относительные значения обмоточных коэффициентов для высших гармонических.

Из сказанного следует, что распределение обмотки и укорочение ее шага, несколько уменьшая основную э. д. с. по величине, способствуют улучшению формы кривой результирующей э. д. с., приближая ее к синусоиде.

Часто формулам (2-33) и (2-34) для э. д. с. придают также следующий вид:

$$E_1 = \pi\sqrt{2} w k_{об1} f_1 \Phi_1 = 4{,}44 w k_{об1} f_1 \Phi_1; \qquad (2\text{-}37)$$

$$E_\nu = \pi\sqrt{2} w k_{об\nu} f_\nu \Phi_\nu = 4{,}44 w k_{об\nu} f_\nu \Phi_\nu. \qquad (2\text{-}38)$$

Пример. Рассчитать э. д. с. основной и ближайших высших 3, 5 и 7-й гармонических для трехфазного синхронного гидрогенератора со следующими данными: мощность $S = 16500$ *ква*, линейное напряжение $U_н = 11\,000$ *в*, номинальный ток $I_н = 865$ *а*, $\cos\varphi = 0{,}7$, частота $f = 50$ *гц*, число полюсов $2p = 12$, полюсное деление $\tau = 0{,}693$ *м*, число витков фазы обмотки (соединение в звезду) $w_1 = 72$, число пазов на полюс и фазу $q_1 = 4$, относительный шаг обмотки $\beta = 5/6$ (шаг по пазам $y = 1$—11), активная длина $l = 1{,}3$ *м*, амплитуды гармонических $\nu = 1$, 3, 5 и 7 поля возбуждения в воздушном зазоре:

$$B_{m1} = 0{,}75 \text{ } тл, \quad B_{m3} = 0{,}039 \text{ } тл,$$

$$B_{m5} = 0{,}035 \text{ } тл, \quad B_{m7} = 0{,}02 \text{ } тл.$$

Коэффициент распределения обмотки для $q_1 = 4$ найдем из табл. 2-2:

$$k_{р1} = 0{,}958, \quad k_{р3} = 0{,}654, \quad k_{р5} = 0{,}205, \quad k_{р7} = -0{,}158.$$

Коэффициенты укорочения шага обмотки по формуле (2-29)

$$k_{у1} = \sin\frac{5}{6} \cdot \frac{\pi}{2} = \sin 75° = 0{,}966;$$

$$k_{у3} = \sin 3 \cdot \frac{5}{6} \cdot \frac{\pi}{2} = \sin 225° = -0{,}707;$$

$$k_{у5} = \sin 5 \cdot \frac{5}{6} \cdot \frac{\pi}{2} = \sin 375° = 0{,}259;$$

$$k_{у7} = \sin 7 \cdot \frac{5}{6} \cdot \frac{\pi}{2} = \sin 525° = 0{,}259.$$

Полные обмоточные коэффициенты

$$k_{об1} = k_{р1}k_{у1} = 0{,}958 \cdot 0{,}966 = 0{,}925;$$
$$k_{об3} = k_{р3}k_{у3} = 0{,}654 \cdot (-0{,}707) = -0{,}462;$$
$$k_{об5} = k_{р5}k_{у5} = 0{,}205 \cdot 0{,}259 = 0{,}053;$$
$$k_{об7} = k_{р7}k_{у7} = -0{,}158 \cdot 0{,}259 = -0{,}041.$$

Поток основной гармонической по формуле (2-6а)

$$\Phi_1 = \frac{2}{\pi} \cdot 0{,}693 \cdot 1{,}3 \cdot 0{,}75 = 0{,}43 \text{ } вб,$$

а э. д. с. фазы обмотки для основной гармонической согласно формуле (2-33)

$$E_1 = \pi \sqrt{2} \cdot 72 \cdot 0{,}925 \cdot 50 \cdot 0{,}43 = 6350 \text{ } в.$$

Относительные амплитуды высших гармонических поля

$$k_{в1} = \frac{0{,}039}{0{,}75} = 0{,}052; \quad k_{в5} = \frac{0{,}035}{0{,}75} = 0{,}047; \quad k_{в7} = \frac{0{,}02}{0{,}75} = 0{,}027.$$

Относительные величины высших гармонических э. д. с. с учетом формул (2-33) и (2-34):

$$\frac{E_3}{E_1} = -0{,}052 \cdot \frac{0{,}462}{0{,}925} = -0{,}026; \quad \frac{E_5}{E_1} = 0{,}047 \cdot \frac{0{,}053}{0{,}925} = 0{,}00269;$$
$$\frac{E_7}{E_1} = -0{,}027 \cdot \frac{0{,}041}{0{,}925} = -0{,}00120.$$

Как можно видеть, относительная величина высших гармонических э. д. с. значительно меньше относительных значений высших гармонических индукции. Абсолютные значения фазных э. д. с. высших гармонических:

$$E_3 = -6350 \cdot 0{,}026 = -165 \text{ } в; \quad E_5 = 6350 \cdot 0{,}00269 = 17{,}1 \text{ } в;$$
$$E_7 = -6350 \cdot 0{,}00120 = -7{,}6 \text{ } в.$$

Действующее значение э. д. с. фазы обмотки с учетом высших гармонических до $\nu = 7$ включительно

$$E_ф = 6350 \sqrt{1 + 0{,}026^2 + 0{,}00269^2 + 0{,}00120^2} = 6350 \sqrt{1{,}000684} =$$
$$= 6350 \cdot 1{,}000342 = 6352{,}16 \text{ } в,$$

т. е. весьма незначительно отличается от величины э. д. с. основной гармонической.

В линейных напряжениях третья гармоническая будет отсутствовать, поэтому действующее значение линейного напряжения с учетом гармонических до порядка $\nu = 7$

$$E_л = 11\,000 \sqrt{1 + 0{,}00269^2 + 0{,}00120^2} = 11\,000 \cdot 1{,}00000463 = 11000{,}051 \text{ } в,$$

т. е. весьма ничтожно отличается от линейного значения э. д. с. основной гармонической.

2-7. Сопряженные э. д. с.

Машины переменного тока чаще всего выполняются как трехфазные. Так же как в трансформаторах, фазные обмотки могут соединяться: а) звездой и б) треугольником. К ним относится все, что было сказано в части I, гл. 15 относительно способа соединения

фазных обмоток, количественных соотношений между фазными и линейными напряжениями и токами и влияния способа соединения обмоток на форму кривой линейной э. д. с. Но каждая из фазных обмоток распределяется по окружности якоря и, следовательно, имеет соответствующий коэффициент распределения. В трехфазных машинах число пазов на полюс и фазу $q=\frac{1}{3}Q$, где Q — число пазов на полюс. Обычно q является целым числом, но в ряде случаев выполняются обмотки с дробным числом пазов на полюс и фазу. Последние рассматриваются особо (§ 3-6).

Глава третья

ОБМОТКИ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ МАШИН ПЕРЕМЕННОГО ТОКА

3-1. Трехфазные двухслойные петлевые обмотки с целым q

В конце первой главы были рассмотрены основные принципы получения трехфазных двухслойных обмоток путем разрезания на части замкнутых двухслойных обмоток, применяемых в машинах постоянного тока.

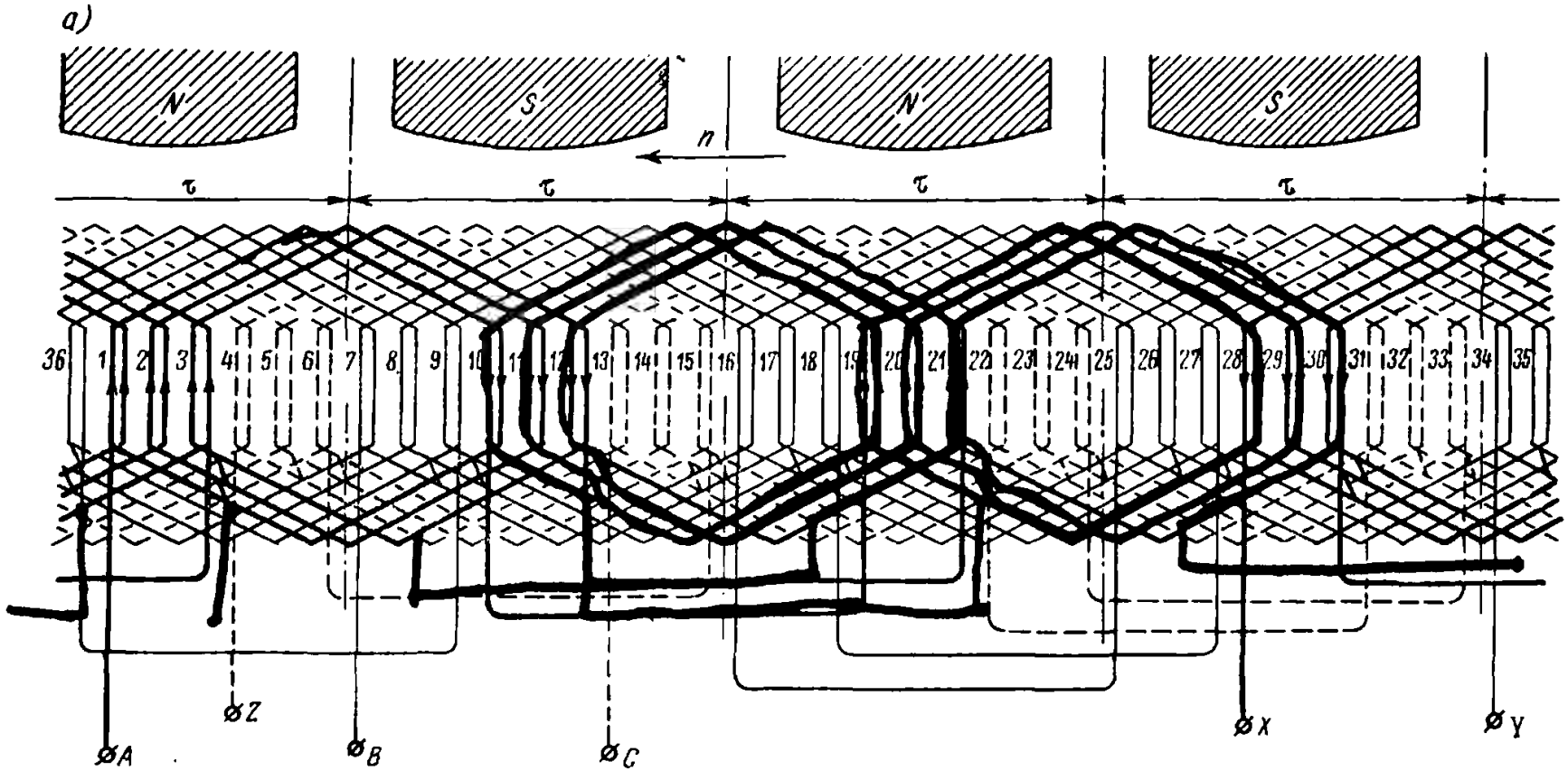
В данной главе вопросы устройства трехфазных обмоток рассматриваются более подробно.

Начнем рассмотрение двухслойных петлевых обмоток на примере обмотки с полным шагом $y=\tau$, имеющей следующие данные (рис. 3-1, *а*): число фаз $m=3$, число полюсов $2p=4$, число пазов $Z=36$, число пазов на полюс и фазу

$$q=\frac{Z}{2pm}=\frac{36}{4\cdot 3}=3.$$

Звезда пазовых э. д. с. этой обмотки представлена на рис. 3-1, *б*. При обходе фазы обмотки по ее схеме (рис. 3-1, *а*) одна часть проводников проходится снизу вверх, а другая часть — сверху вниз. Например, проводники первой катушки фазы *A*, находящиеся в пазу № 1, проходятся снизу вверх, а проводники паза № 10 — сверху вниз. При этом для получения э. д. с. витка этой катушки надо из вектора *1* (рис. 3-1, *б*) вычесть вектор *10*. Можно, однако, сложить с вектором *1* вектор *10'*, полученный из вектора *10* поворотом его на 180°. В соответствии с этим на рис. 3-1, *б* изображены 36 векторов пазовых э. д. с., обозначенных цифрами без штрихов, и повернутые относительно их на 180° векторы, обозначенные цифрами со штрихами. Для получения э. д. с. фазы обмотки необходимо сложить векторы без штрихов тех пазов, которые проходятся сверху вниз.

Если условиться обозначать подобным же образом стороны катушек в зависимости от направления прохождения их при обходе


a)
N
S
N
S
n
τ
τ
τ
τ
36 1 2 3 4 5 6 7 8 9 10 11 12 13 14 15 16 17 18 19 20 21 22 23 24 25 26 27 28 29 30 31 32 33 34 35
ØA
ØZ
ØB
ØC
ØX
ØY

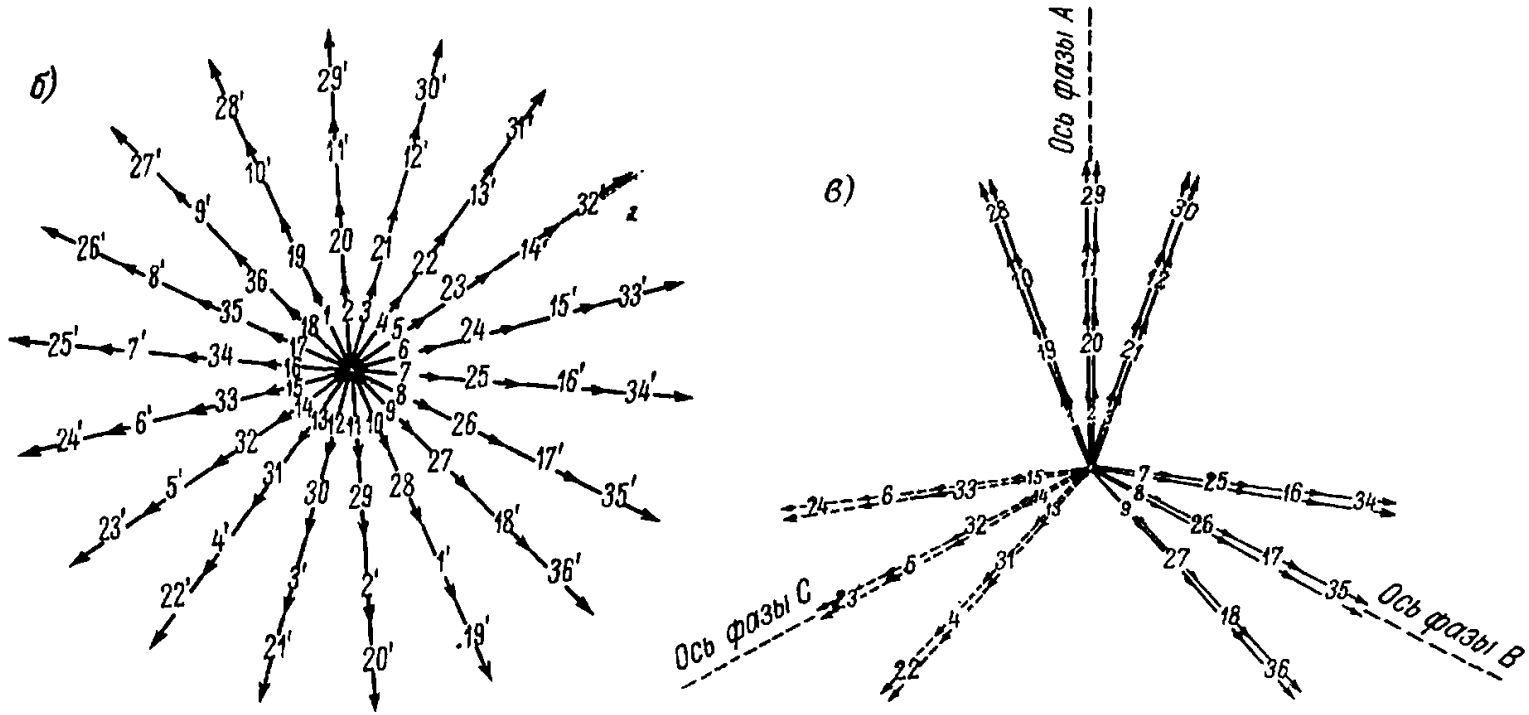


Рис. 3-1. Трехфазная двухслойная петлевая обмотка с полным шагом при $Z=36$, $2p=4$ и $q=3$: *а* — схема обмотки; *б* — звезда э. д. с. пазов; *в* — звезда э. д. с. обмотки

схемы обмотки, то порядок соединения катушек обмотки на рис. 3-1, *а* будет определяться следующей таблицей:

$$
\begin{array}{l}
A - 1 - 10' - 2 - 11' - 3 - 12' - \\
\quad - 21' - 12 - 20' - 11 - 19' - 10 - \\
\quad - 19 - 28' - 20 - 29' - 21 - 30' - \\
\quad - 3' - 30 - 2' - 29 - 1' - 28 - X \\
\\
B - 7 - 16' - 8 - 17' - 9 - 18' - \\
\quad - 27' - 18 - 26' - 17 - 25' - 16 - \\
\quad - 25 - 34' - 26 - 35' - 27 - 36' - \\
\quad - 9' - 36 - 8' - 35 - 7' - 34 - Y \\
\\
C - 13 - 22' - 14 - 23' - 15 - 24' - \\
\quad - 33' - 24 - 32' - 23 - 31' - 22 - \\
\quad - 31 - 4' - 32 - 5' - 33 - 6' - \\
\quad - 15' - 6 - 14' - 5 - 13' - 4 - Z.
\end{array}
$$

Если принять во внимание вышеприведенный табличный порядок соединения катушек обмотки друг с другом, то звезда пазовых э. д. с. будет иметь вид трех сосредоточенных групп, результирующие геометрические суммы векторов которых имеют оси, сдвинутые друг от друга на 120° (рис. 3-1, *в*). Это свидетельствует о том, что в результате соединения катушек обмотки образуется правильная трехфазная система.

На схеме обмотки рис. 3-1, *а* отчетливо видны фазные зоны, образующие полуфазы обмотки. Каждая из шести групп соединенных катушек, записанных в одну строчку и составляющих полуфазу обмотки, имеет результирующие э. д. с., равные по величине и совпадающие по фазе; поэтому данная обмотка дает возможность производить соединения полуфаз не только последовательно, как это изображено на схеме соединений рис. 3-1, но также в две и четыре параллельные группы.

На рис. 3-2, *а* представлена схема двухслойной петлевой обмотки, как на рис. 3-1, *а*, но не с полным, а с укороченным шагом:

$$2p = 4,\ Z = 36,\ q = 3,\ y = \frac{7}{9}\tau,$$

т. е. с относительным шагом

$$\beta = y/\tau = 7/9 = 0{,}778.$$

Порядок соединения катушек этой обмотки может быть выражен следующими табличными данными:

$$
\begin{array}{l}
A_1 - 1 - 8' - 2 - 9' - 3 - 10' - X_1 \\
X_2 - 19' - 12 - 18' - 11 - 17' - 10 - A_2 \\
A_3 - 19 - 26' - 20 - 27' - 21 - 28' - X_3 \\
X_4 - 1' - 30 - 36' - 29 - 35' - 28 - A_4 \\
\\
B_1 - 7 - 14' - 8 - 15' - 9 - 16' - Y_1 \\
Y_2 - 25' - 18 - 24' - 17 - 28' - 16 - B_2 \\
B_3 - 25 - 32' - 26 - 33' - 27 - 34' - Y_3 \\
Y_4 - 7' - 36 - 6' - 35 - 5' - 34 - B_4 \\
\\
C_1 - 13 - 20' - 14 - 21' - 15 - 22' - Z_1 \\
Z_2 - 31' - 24 - 30' - 23 - 29' - 22 - C_2 \\
C_3 - 31 - 2' - 32 - 3' - 33 - 4' - Z_3 \\
Z_4 - 13' - 6 - 12' - 5 - 11' - 4 - C_4.
\end{array}
$$

На схеме рис. 3-2, *а* фаза обмотки $A - X$ соединена в четыре параллельные группы, но она, так же как и обмотка с полным шагом, может быть соединена как последовательно, так и в две параллельные группы, если соединить в последнем случае в каждой фазе по две последовательные группы параллельно.

Вообще двухслойная обмотка с целым q, имеющая в каждой фазе $2p$ равноценных катушечных групп, позволяет образовать такое число параллельных ветвей, при котором $2p : a$ равно целому числу. При этом выполнение обмоток с $a=2$ и $a=2p$ всегда возможно. Весьма существенным является также то, что наряду с равными э. д. с. все ветви имеют также равные активные и индуктивные сопротивления.

Звезда пазовых э. д. с. обмотки с укороченным шагом имеет также по 36 лучей или по 18 лучей на каждое двойное полюсное деление, как и ранее рассмотренная обмотка с полным шагом (рис. 3-1, *а*). Из сравнения звезд пазовых э. д. с. обмоток с полным и укороченным шагом (рис. 3-1, *б* и 3-2, *б*) следует, что в первом случае зоны лучей каждой фазы резко отграничены от зон соседних фаз, а во втором случае имеет место взаимное переплетение лучей соседних фаз, которое возрастает с увеличением укорочения шага.

На рис. 3-2, *в* дана результирующая звезда пазовых э. д. с. обмотки, соответствующая порядку соединений катушек согласно вышеприведенным табличным данным. В этом случае геометрические суммы э. д. с. катушек каждой фазы также получаются сдвинутыми друг от друга на 120°; поэтому и в данном случае образуется правильная трехфазная обмотка.

Лобовые части двухслойных петлевых, как и волновых (см. § 3-2), обмоток статоров располагаются на поверхности конуса и в необходимых случаях укрепляются против действия радиальных сил бандажными кольцами из немагнитных материалов.

Двухслойные обмотки рассматриваемого типа ввиду своих преимуществ находят в настоящее время преобладающее применение. Эти преимущества заключаются в следующем:

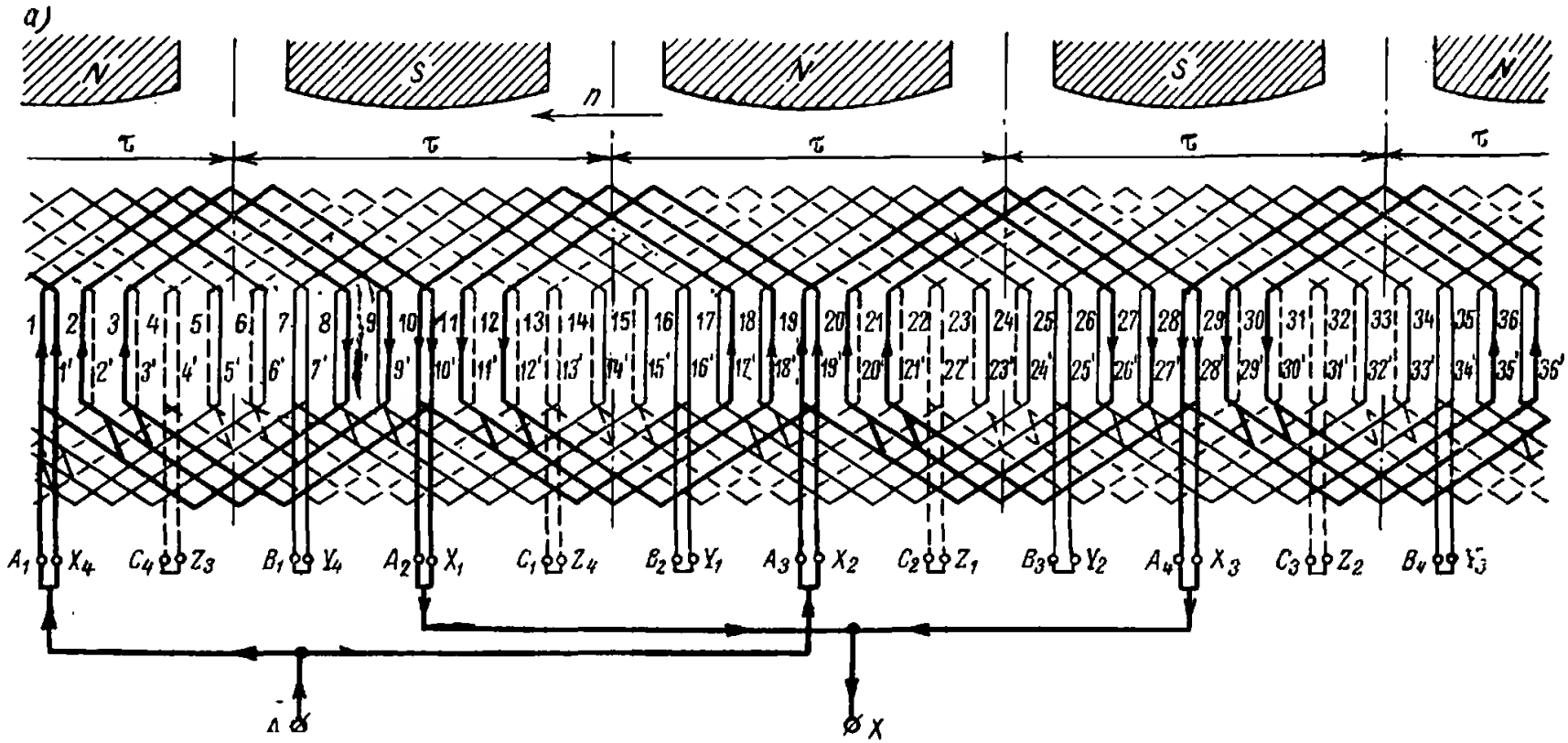
1. Возможность укорочения шага на любое число зубцовых делений, что дает возможность достигнуть хорошей формы кривой э. д. с., а также хорошей формы кривой создаваемого обмоткой магнитного поля (см. следующую главу).

2. Укорочение лобовых соединений в связи с укорочением шага и достигаемая при этом экономия меди.

3. Возможность образования большого числа совершенно равноценных параллельных ветвей.

4. Простота изготовления обмоток, поскольку все катушки имеют одинаковую форму и поэтому могут быть выполнены шаблонными.

К недостаткам двухслойной петлевой обмотки можно отнести: 1) некоторые затруднения при укладке последних катушек обмотки на протяжении шага обмотки вследствие необходимости держать навесу верхние стороны первого уложенного шага; 2) не-


а)
N
S
N
S
N
n
τ
τ
τ
τ
τ
1 2 3 4 5 6 7 8 9 10 11 12 13 14 15 16 17 18 19 20 21 22 23 24 25 26 27 28 29 30 31 32 33 34 35 36
1' 2' 3' 4' 5' 6' 7' 8' 9' 10' 11' 12' 13' 14' 15' 16' 17' 18' 19' 20' 21' 22' 23' 24' 25' 26' 27' 28' 29' 30' 31' 32' 33' 34' 35' 36'
A1 X4 C4 Z3 B1 Y4 A2 X1 C1 Z4 B2 Y1 A3 X2 C2 Z1 B3 Y2 A4 X3 C3 Z2 B4 Y3
Ø A
Ø X

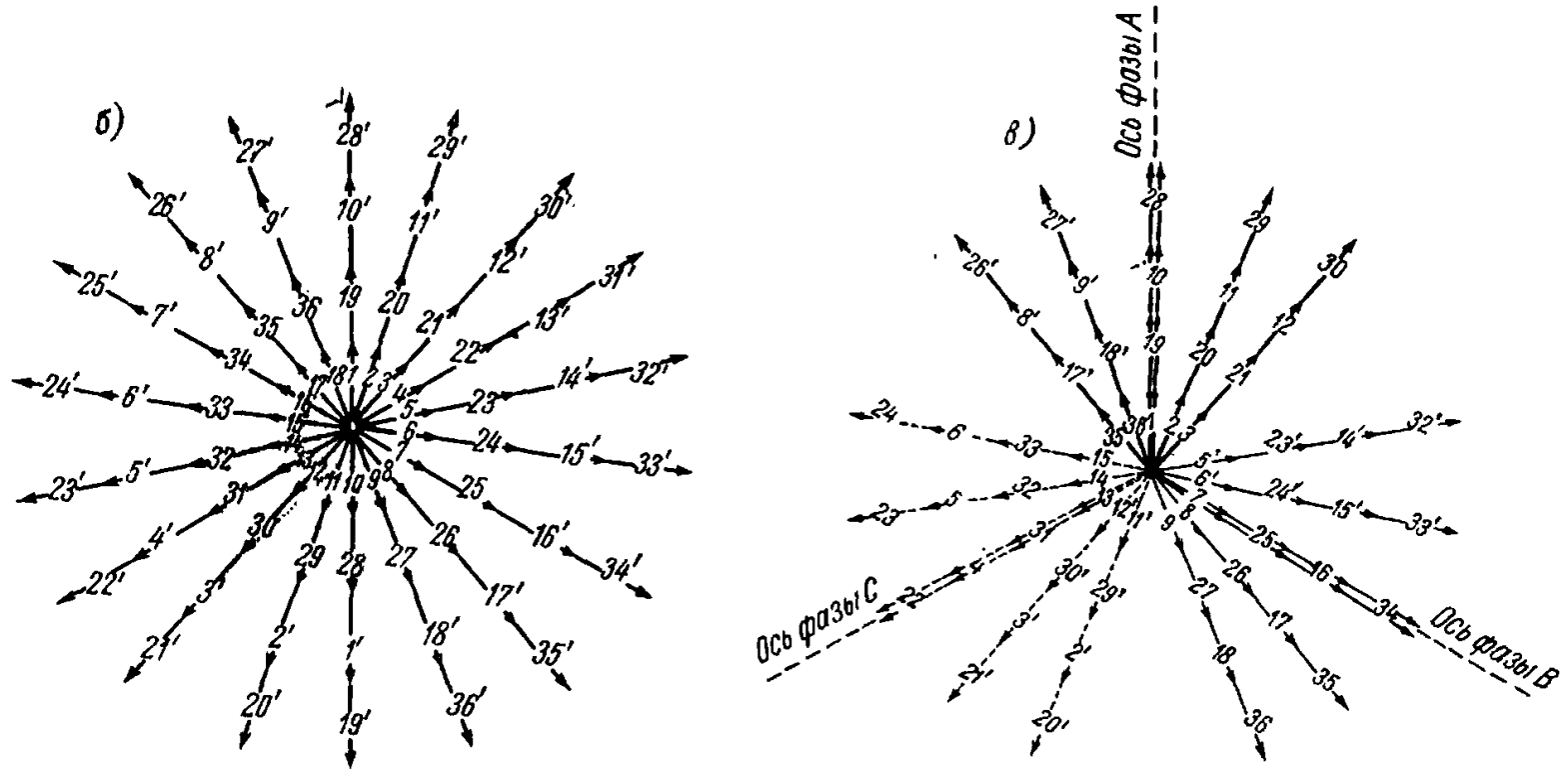


Рис. 3-2. Трехфазная двухслойная петлевая обмотка с укороченным шагом при $Z=36$, $2p=4$, $q=3$; $y=7$, $\beta=7/9$:
а — схема обмотки; *б* — звезда э. д. с. пазов; *в* — звезда э. д. с. обмотки

обходимость поднимать целый шаг обмотки при повреждении нижней стороны катушки; 3) невозможность выполнить разъемный статор без вынимания катушек из пазов. Перечисленное в одинаковой степени относится и к якорям машин постоянного тока, и вполне окупается большими преимуществами этой обмотки по сравнению с другими типами.

В асинхронных двигателях малой мощности для удобства первые катушки укладывают только в нижнюю часть пазов, а последние по ходу укладки катушки — только в верхнюю. Это создает небольшую асимметрию, но зато исключает необходимость держать верхние стороны катушек на протяжении первого шага навесу.

3-2. Трехфазные двухслойные волновые обмотки с целым q

В рассмотренных выше петлевых обмотках последовательное соединение всех отдельных участков обмотки можно производить только с помощью специальных междукатушечных соединений. Так как на каждом двойном полюсном делении в каждой фазе имеются два последовательно соединяемых элемента, то в многополюсных машинах получается весьма большое количество междукатушечных соединений; в обмотках стержневого типа (с одновитковыми катушками) с большим поперечным сечением витка это приводит к большому дополнительному расходу меди. Применение принципа выполнения волновой обмотки по типу обмотки постоянного тока позволяет получать автоматическое соединение проводников, составляющих фазу, без наличия междукатушечных соединений. Однако обычный тип волновой обмотки постоянного тока неприменим, так как для выполнения обмотки переменного тока требуется, чтобы общее число катушек, равное числу пазов, делилось на три, а формула для результирующего шага волновой обмотки постоянного тока

$$y_р = \frac{Z \pm 1}{p} = \frac{6pq \pm 1}{p}$$

этому условию не удовлетворяет.

Для получения волновой обмотки переменного тока применяется обмотка с результирующим шагом $y_р = Z/p = 6q$, не дающим сдвига в магнитном поле при последовательном обходе волны обмотки под различными полюсами; но когда волна возвращается к исходному проводнику, то она получает искусственный сдвиг вперед или назад на один стержень, после чего начинается новый обход с тем же шагом $y_р$ и т. д. В результате выполнения волновой обмотки по этому принципу в каждой фазе оказываются два отдельных разрезанных участка и обмотка имеет только одно междукатушечное соединение на фазу при любом числе полюсов. Подобного рода обмотка применена, например, в гидрогенераторе производства завода «Электросила» на 15 000 *квт*, 6000 *в*, имеющем $Z = 180$, $s_п = 2$, $q = 3$, $2p = 20$ и шаги $y_р = 180/10 = 18$, $y_1 = 8$ и $y_2 = 10$. При этом $s_п$ — число эффективных проводников в пазу.

Нужно отметить, что волновые обмотки с укороченным шагом дают, так же как и петлевые обмотки, улучшение электрических характеристик машины, но не дают экономии меди лобовых частей. Действительно, как это видно из примера указанного генератора, укорочение одного частичного шага по сравнению с диаметральным до $y_1 = \frac{8}{9}\tau$ вызывает соответствующее удлинение второго частичного шага до $y_2 = \frac{11}{9}\tau$, вследствие чего суммарная длина лобовых частей не изменяется.

Наибольшее распространение волновые обмотки с целым числом пазов на полюс и фазу имеют в роторах асинхронных двигателей с контактными кольцами, так как в этом случае, поскольку на кольцах не требуется получения определенных стандартных напряжений, можно широко применять стержневую обмотку, которая проще в изготовлении и позволяет лучше использовать площадь паза за счет уменьшения количества изоляционных материалов. Роторные волновые обмотки обычно выполняются с диаметральным шагом.

На рис. 3-3 представлена схема волновой обмотки с полным шагом при $2p=6$, $Z=36$, $s_п=2$, $q=2$, $y_р=36:3=12$, $y_1=6$ и $y_2=6$.

3-3. Трехфазные однослойные обмотки с катушками равной ширины

Однослойные обмотки имели ранее весьма большое распространение, но к настоящему времени почти полностью вытеснены двухслойными обмотками и применяются лишь в отдельных случаях. Однако в эксплуатации находится еще большое количество машин с однослойными обмотками.

В настоящем параграфе рассматриваются основные однослойные обмотки с катушками равной ширины. Все катушки этих обмоток одинаковы по форме и могут наматываться на общем шаблоне, почему эти обмотки называются также шаблонными. Рассматриваемые здесь обмотки имеют то преимущество, что позволяют также осуществить укорочение шага, но, как и во всех однослойных обмотках, возникают затруднения с размещением лобовых частей, поскольку в пазах обмотка располагается в одном слое, а в лобовых частях, ввиду перекрещивания проводников, обмотку необходимо располагать в двух (или больше) плоскостях.

А. Однослойные эвольвентные обмотки. Проще всего схему однослойной обмотки с катушками равной ширины можно получить следующим образом.

Если в двухслойной петлевой обмотке удвоить число пазов или в два раза сократить число катушек и укладывать в каждый паз по одной активной стороне так, чтобы поочередно шли начальные и конечные стороны катушек, а лобовые части поочередно направлялись влево и вправо, то получится однослойная петлевая обмотка.

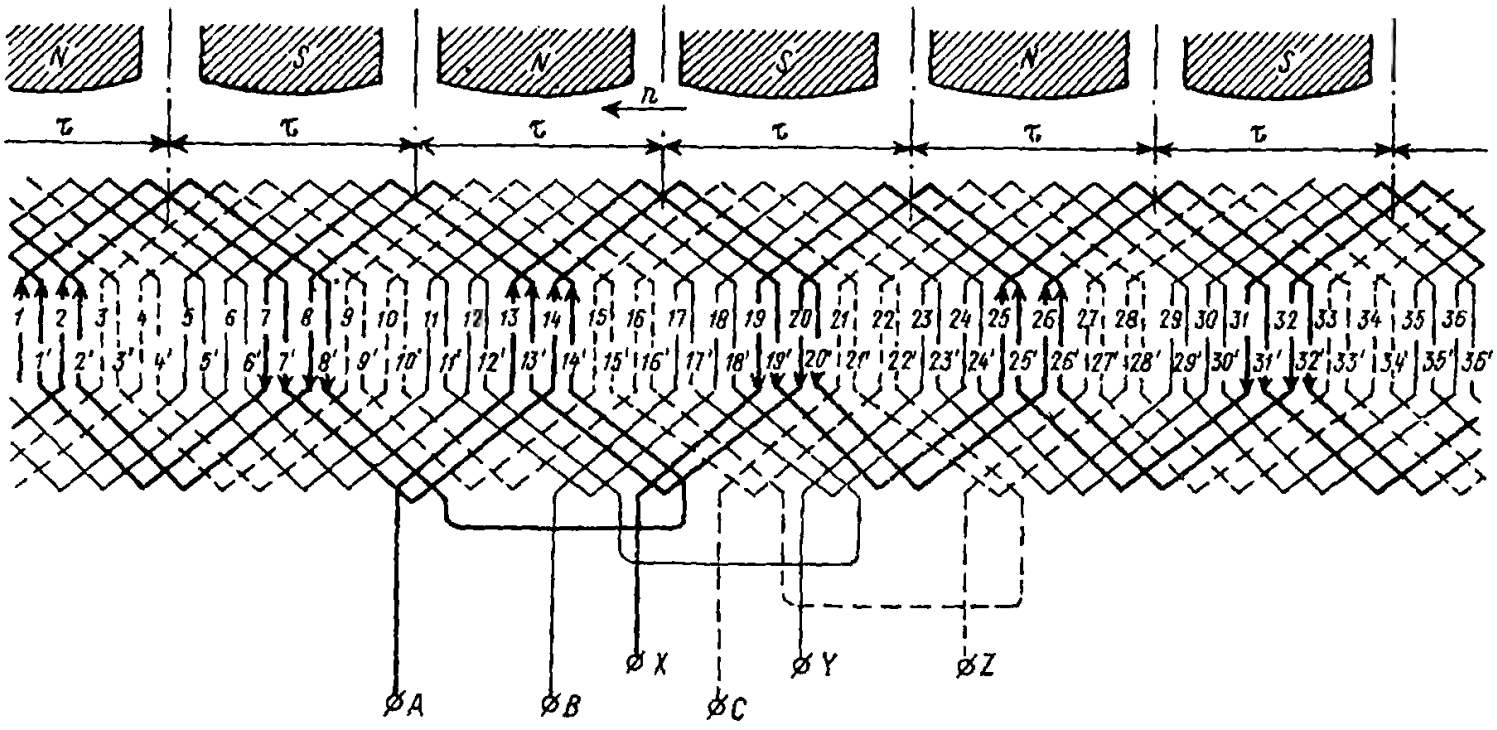


Рис. 3-3. Схема трехфазной двухслойной волновой обмотки с полным шагом при $Z=36$, $2p=6$, $q=2$

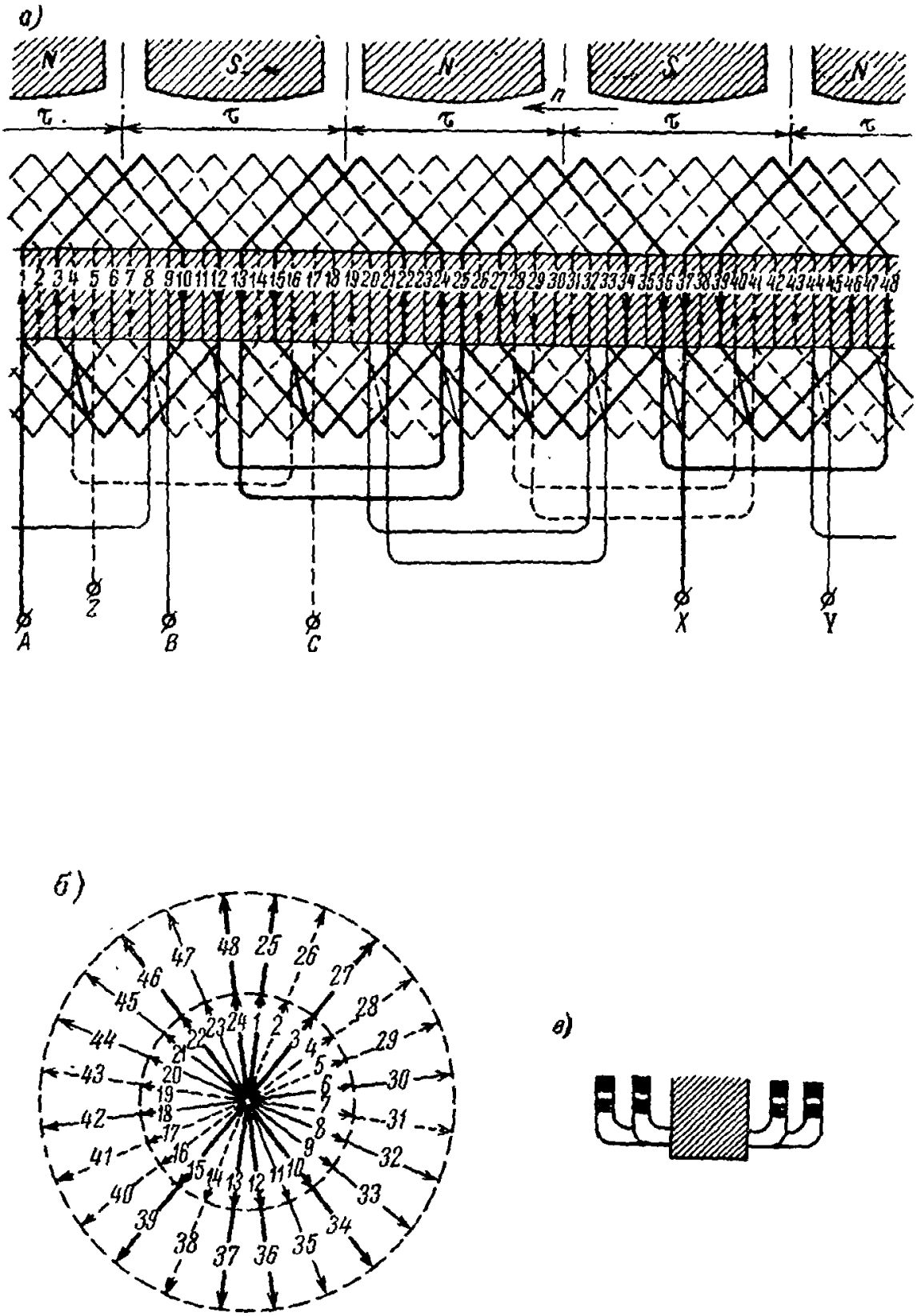


Рис. 3-4. Трехфазная однослойная петлевая обмотка эвольвентного типа с укороченным шагом при $Z=48$, $2p=4$, $q=4$, $y=9$, $\beta=9/12$: *а* — схема обмотки; *б* — звезда э. д. с.; *в* — расположение лобовых частей

На рис. 3-4, *а* представлена однослойная петлевая обмотка с укороченным шагом, равным $y=\frac{9}{12}\tau$, при $2p=4$, $Z=48$ и $q=4$. Звезда пазовых э. д. с. рассматриваемой обмотки, имеющая по 24 луча на каждом двойном полюсном делении, изображена на рис. 3-4, *б*.

Укорочение шага однослойной обмотки можно осуществлять только на четное число зубцовых делений. Такая схема имеет при-

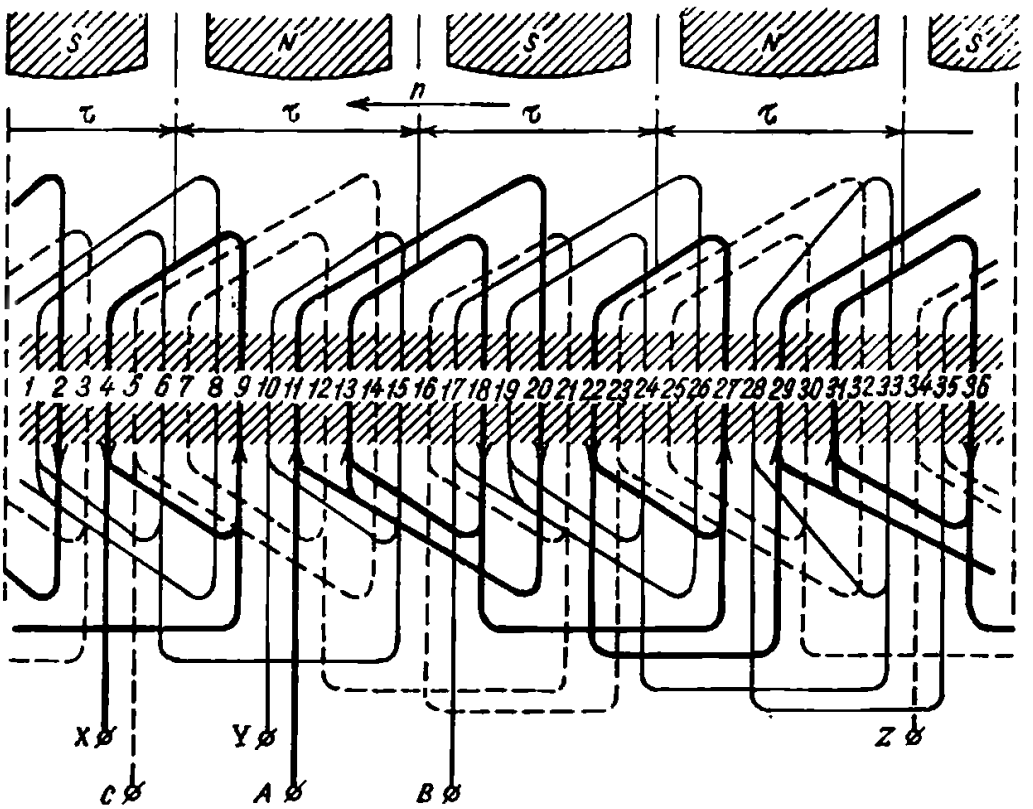


Рис. 3-5. Схема трехфазной цепной обмотки с $Z=36$, $2p=4$, $q=3$, $y=7$

менение в основном для стержневых обмоток, причем стержни и лобовые части изготовляются отдельно и спаиваются при укладке обмотки в пазы.

Лобовые части рассматриваемой обмотки размещают в двух плоскостях, перпендикулярных оси машины, а именно: проводники лобовых частей обмотки на рис. 3-4, *а*, наклоненные на схеме в одну сторону, располагаются в одной плоскости, а наклоненные в другую сторону — в другой. Проводники лобовой части при этом изгибаются по эвольвенте, откуда и происходит название обмотки. Обмотка этого типа имела широкое распространение в старой серии турбогенераторов завода «Электросила», а также в ряде синхронных машин заграничного выполнения.

При вычислении коэффициентов распределения обмотки рассматриваемого типа необходимо иметь в виду, что катушечные

группы этой обмотки имеют по $q/2$ катушек и поэтому в формулах (2-15) и (2-17) вместе q надо подставлять $q/2$.

Б. Цепная обмотка. В асинхронных машинах малой мощности, где находят известное применение однослойные обмотки со схемой, аналогичной рис. 3-4, лобовым частям придают иную форму, поскольку в этом случае катушки являются многовитковыми и при укладке легко деформируемыми («мягкими»). Схема такой обмотки при $m=3$, $Z=36$, $2p=4$, $q=3$, $y=\frac{7}{9}\tau$ изображена на рис. 3-5.

Схема рис. 3-5 отличается от схемы рис. 3-4 только формой лобовых частей.

Обмотка на рис. 3-5 по виду своих лобовых частей носит название цепной. На рис. 3-6 представлен статор асинхронного двигателя в процессе укладки в его пазы цепной обмотки.

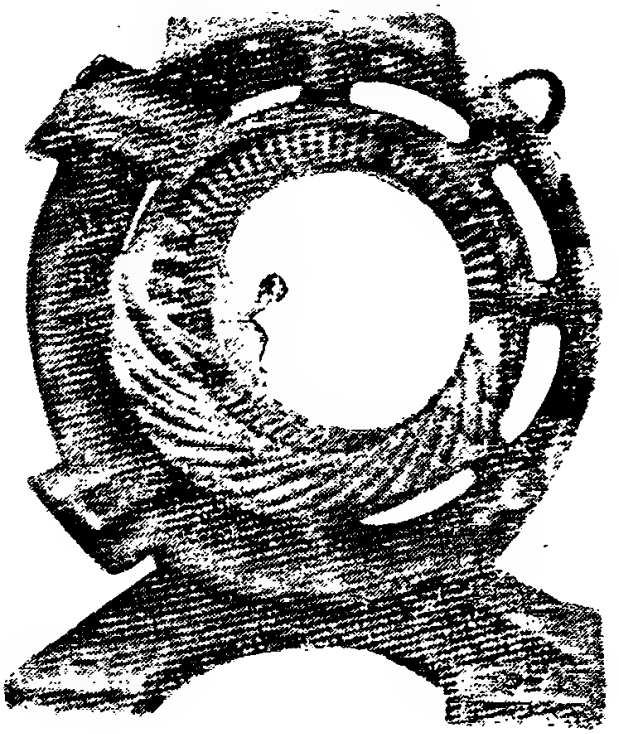


Рис. 3-6. Статор асинхронного двигателя с частично уложенной цепной обмоткой

В. Однослойные обмотки «вразвалку». Однослойные обмотки рассмотренных типов могут при четном q также изготовляться с отгибом лобовых частей $q/2$ катушек в одну сторону и соседних с ними $q/2$ катушек — в другую сторону и т. д., или, как говорят, «вразвалку». Хотя шаги катушек обмоток «вразвалку» в таком случае получаются пространственно менее полюсного деления, однако эти обмотки по существу имеют электрические свойства обмоток с полным шагом, так как зоны разных фаз не перекрещиваются и все проводники данной фазы можно пересоединить в витки и катушки с полным шагом. Поэтому при вычислении обмоточных коэффициентов шаги обмоток нужно считать полными, а за q принимать действительное число пазов на полюс и фазу. Схема обмотки «вразвалку» для $m=3$, $2p=4$, $Z=48$ и $q=4$ дана на рис. 3-7.

Лобовые части рассматриваемых обмоток размещаются так же, как и обмоток по схеме рис. 3-5. Так как шаг катушек является пространственно укороченным, то лобовые части имеют меньшую длину, чем при катушках с полным шагом, что и представляет преимущество обмоток «вразвалку» по сравнению с обмотками, где катушки имеют пространственно полный шаг.

В рассмотренных однослойных обмотках можно образовать p, а частично и $2p$ равноценных параллельных ветвей.

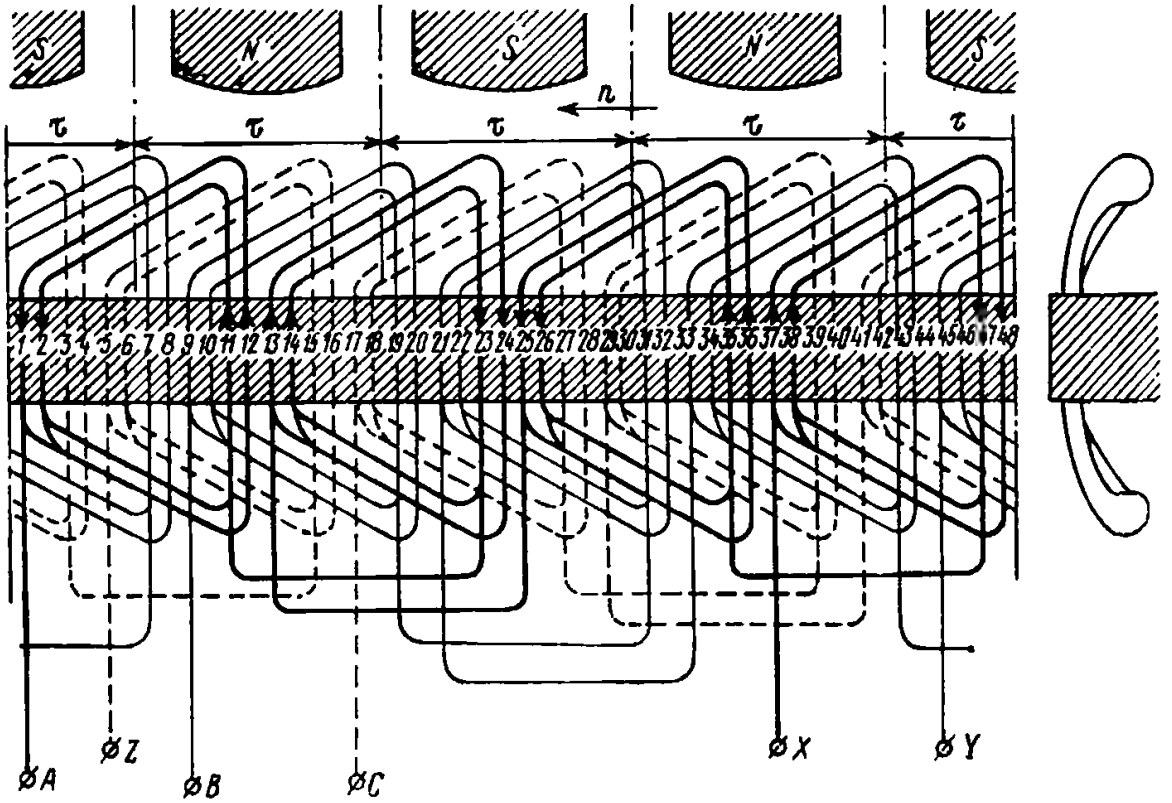


Рис. 3-7. Схема трехфазной однослойной петлевой обмотки «вразвалку» при $Z=48$, $2p=4$, $q=4$

3-4. Трехфазные однослойные концентрические обмотки с целым числом пазов на полюс и фазу

Эти обмотки применялись ранее в асинхронных и синхронных машинах исключительно широко, но в настоящее время используются относительно редко и только в машинах малой мощности.

А. Трехфазная двухплоскостная обмотка. На рис. 3-8, *а* представлена схема обмотки указанного типа в развернутом виде для $2p=6$ и $q=2$. Звезда пазовых э. д. с. обмотки, состоящая из двенадцати лучей на каждом двойном полюсном делении, изображена на рис. 3-8, *б*.

Как видно из рис. 3-8, *а*, катушечные группы обмотки состоят из концентрических катушек разной ширины, откуда и происходит название этих обмоток. Ввиду расположения лобовых частей обмотки в двух плоскостях, все q катушек группы при выходе из паза отгибаются в одну сторону. При этом лобовые части коротких и длинных катушечных групп отгибаются после выхода из паза на разные углы. В частном случае длинные катушки могут и не отгибаться, как это показано на рис. 3-8, *в*.

Обмотка при четном числе пар полюсов состоит из половины длинных и половины коротких катушек. При нечетном числе пар

полюсов (например, $p=3, 5, 7$) необходимо выполнить одну катушку коленчатой, с особо искривленной лобовой частью (рис. 3-8, *а*), так как в этом случае число катушечных групп на всю машину

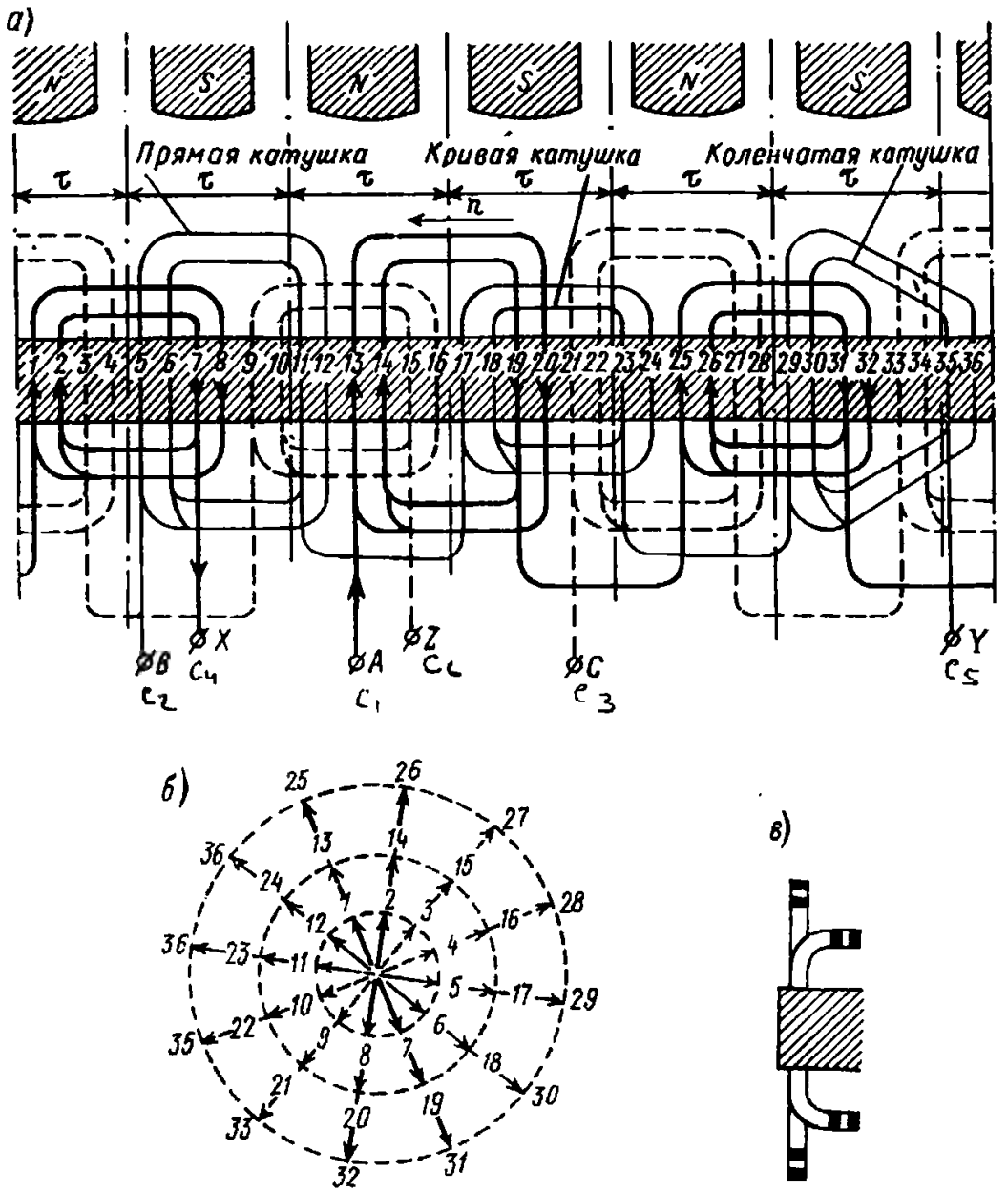


Рис. 3-8. Трехфазная концентрическая двухплоскостная обмотка при $Z=36$, $2p=6$, $q=2$: *а* — схема обмотки; *б* — звезда э. д. с.; *в* — расположение лобовых частей

является нечетным ($mp=3p$). Наличие такой коленчатой катушки нежелательно как из-за некоторой трудности ее выполнения при производстве и ремонте, так и в отношении добавочных затруднений при необходимости образования параллельных групп.

Ремонт прямых катушек обмотки (рис. 3-8, *а*) при их повреждении выполняется легко, так как каждая такая катушка может быть размотана без нарушения целости соседних неповрежденных катушек. Если нужно отремонтировать кривую катушку, то для этого нужно размотать сначала две соседние неповрежденные прямые катушки, после чего может быть размотана и снова намотана поврежденная кривая катушка.

Обмотка имеет относительно высокий расход меди, так как в ней получаются сравнительно длинные лобовые части, длина которых $l_л \approx (2{,}4 \div 2{,}6)\tau$.

В концентрических обмотках возникают затруднения при образовании параллельных ветвей, так как катушки различной формы имеют различные активные и индуктивные сопротивления и ветви с различными сопротивлениями будут нагружаться током неравномерно.

Хотя катушки концентрических обмоток имеют разные шаги, эти обмотки по существу всегда являются обмотками с полным шагом, так как их фазные зоны не перекрещиваются и возможно пересоединение всех проводников фазы в витки с полным шагом.

Б. Трехфазная трехплоскостная обмотка. Трехплоскостная обмотка применяется обычно при четном числе пазов на полюс и фазу q, позволяющем группу катушек, принадлежащих одной фазной зоне, в лобовой части разделить на две половины, по $q/2$ катушек в каждой половине, и развернуть катушки группы в две стороны (рис. 3-9, *а*), а не в одну сторону, как при двухплоскостной обмотке (рис. 3-8, *а*). Лобовые части обмотки при этом необходимо разместить в трех плоскостях, как изображено на рис. 3-9, *в*. Средний шаг катушек трехплоскостной обмотки меньше, чем двухплоскостной, поэтому трехплоскостная обмотка имеет несколько меньшую длину лобовых частей.

Трехплоскостная обмотка нередко применялась в двигателях и генераторах зарубежного исполнения с числом полюсов $2p=2$.

В. Трехфазная трехплоскостная обмотка для разъемных статоров. На рис. 3-10, *а* представлена схема обмотки для $2p=4$ при $q=2$. В этой обмотке, так же как и в двухплоскостной (рис. 3-8, *а*), все катушки пазов, принадлежащие одной и той же фазной зоне, имеют поворот в одну и ту же сторону, а не разделяются в лобовой части на две стороны, как в обычной трехплоскостной обмотке (рис. 3-9, *а*). Это дает весьма неравномерное распределение проводников в лобовых частях, но позволяет иметь линии разъема статора, по которым не разрезается ни одна катушка, а лишь междукатушечные соединения. Линии DE и EG на рис. 3-10, *а* могут являться удобными линиями разъема статора. При этом для разъема необходимо разъединить лишь междукатушечные соединения, не нарушая целости основных катушек, что невозможно для других видов обмоток. Однако в рассматриваемой обмотке получается увеличенный вылет лобовых частей, что приводит к возрастанию вылета боковых щитов и конструктивной длины машины.

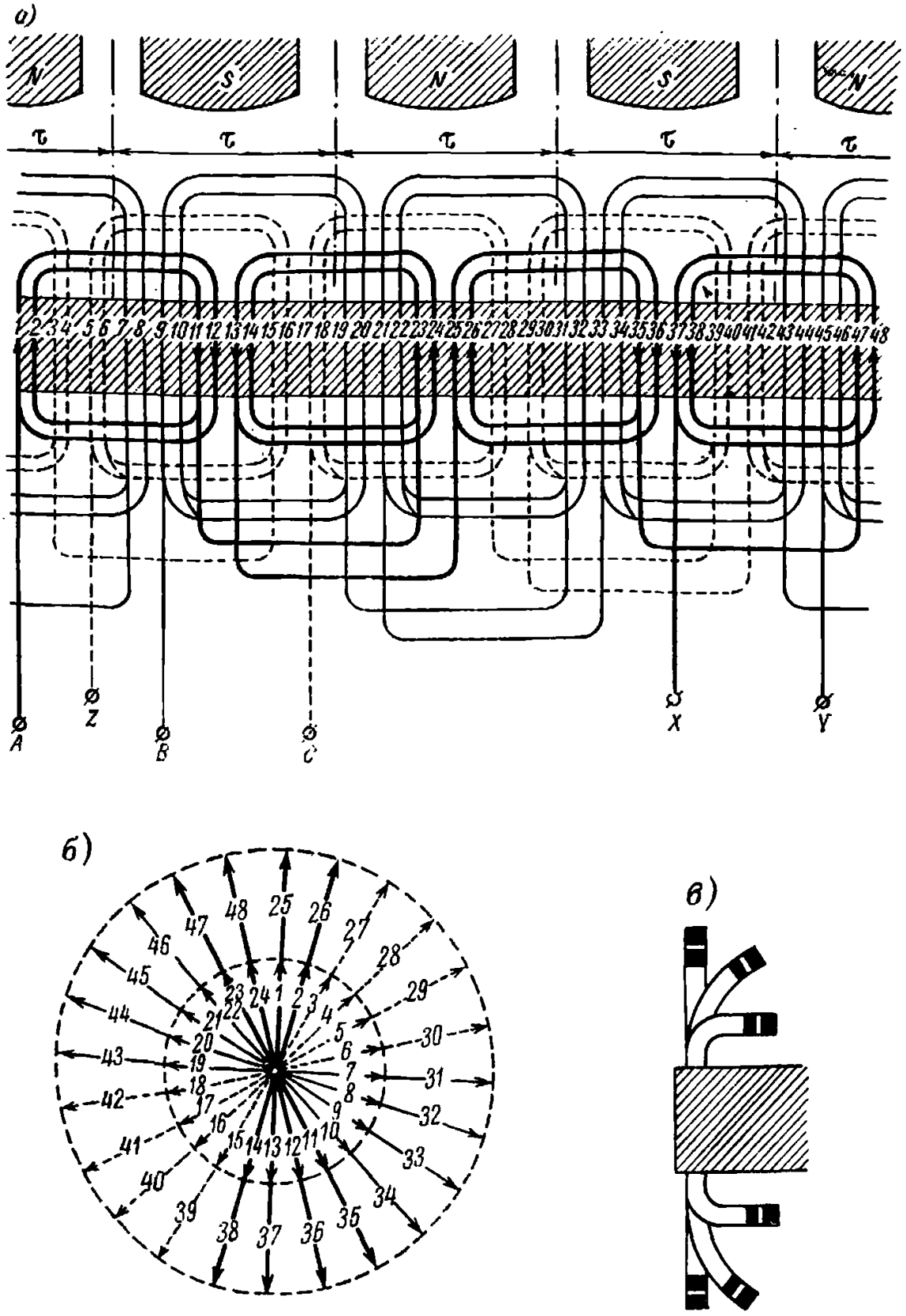


Рис. 3-9. Трехфазная концентрическая трехплоскостная обмотка с $Z=48$, $2p=4$, $q=4$: *а* — схема обмотки; *б* — звезда э. д. с.; *в* — расположение лобовых частей

На рис. 3-10, *б*, *в* представлено расположение лобовых частей катушек рассматриваемой обмотки. Так как при разъемном статоре нет необходимости вынимать ротор в осевом направлении, то катушки одной из фаз могут быть изогнуты в сторону ротора,

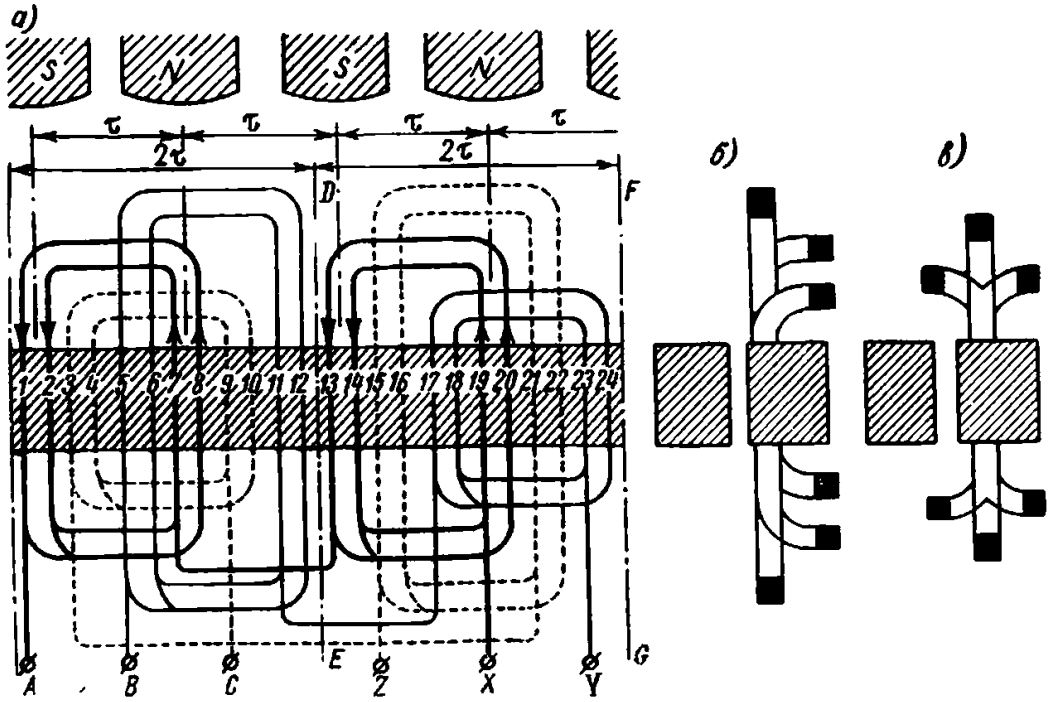


Рис. 3 10. Трехфазная концентрическая трехплоскостная обмотка для разъемного статора с $Z=24$, $2p=4$, $q=2$: *а* — схема обмотки; *б* и *в* — расположение лобовых частей

что дает возможность несколько сократить длину лобовых частей, как это видно из сравнения лобовых частей на рис. 3-10, *б* и *в*.

3-5. Э. д. с. от зубцовых гармонических поля

Выше, в гл. 2, рассматривались основная и высшие гармонические поля, вызванные системой возбуждения синхронной машины, в то время как поверхность статора считалась гладкой, т. е. не имеющей пазов. В действительности открытия пазов искажают форму поля возбуждения, вызывая появление так называемых зубцовых гармонических поля, которые также индуктируют э. д. с. в обмотке статора.

Рассмотрим несколько идеализированный случай, когда система возбуждения синхронной машины создает при отсутствии пазов статора прямоугольную волну поля, имеющую высоту B_m. Тогда при наличии на статоре пазов (рис. 3-11, *а*) поле приобретает характер, изображенный на рис. 3-11, *б* сплошной линией. Эту кривую мы можем представить как результат наложения прямоуголь-

ной волны (рис. 3-11, *в*) высотой B_c и кривой зубцовых пульсаций поля (рис. 3-11, *г*). Очевидно, что

$$B_c = B_m/k_\delta,$$

где k_δ — коэффициент воздушного зазора.

Прямоугольная волна высотой B_c содержит все те же гармонические, что и при отсутствии пазов на статоре, и при этом в том же процентном соотношении. Все эти гармонические поля вращаются с той же скоростью, что и ротор, и индуктируемые ими э. д. с. были рассмотрены выше. Что касается величины этих гармонических э. д. с., то зубчатость статора вызывает лишь их уменьшение. Степень уменьшения определяется коэффициентом воздушного зазора.

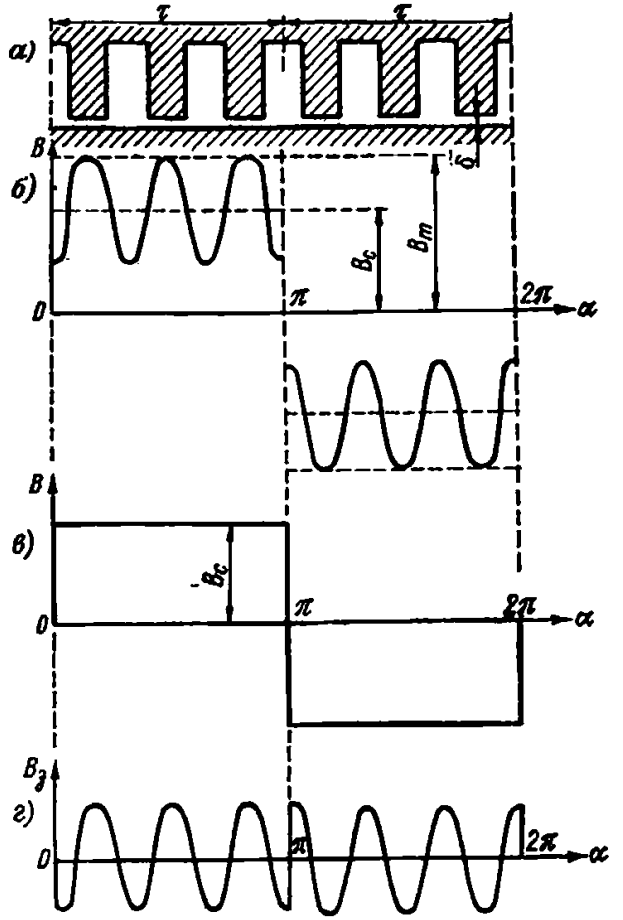


Рис. 3-11. Зубцовые гармонические поля в воздушном зазоре

Сложнее обстоит дело с зубцовым полем, кривая которого изображена на рис. 3-11, *г*. Эта кривая, имеющая период 2π или два полюсных деления, симметрична относительно оси абсцисс, т. е. участок кривой между $\alpha=\pi$ и $\alpha=2\pi$, сдвинутый на полпериода влево, представляет собой зеркальное отображение участка между $\alpha=0$ и $\alpha=\pi$ относительно оси абсцисс. Поэтому кривая на рис. 3-11, *г* содержит только нечетные гармонические ($\nu=1, 3, 5...$). Наибольшее значение при этом, очевидно, имеют гармонические порядка $\nu=2Q\pm1$ (на рис. 3-11, *а* взято $2Q=6$).

При перемещении полюсов ротора относительно статора форма кривой рис. 3-11, *г* изменяется. Это означает, что гармонические этой кривой перемещаются относительно статора, причем с различными скоростями, и индуктируют в обмотке статора э. д. с. различных частот.

Наиболее вредными при этом оказываются зубцовые гармонические порядков $\nu_з=2Qk\pm1$, индуктирующие в обмотке э. д. с. частоты $\nu_з f_1$, так как эти гармонические поля имеют наибольшие амплитуды и при целом q, как было показано выше, обмоточные коэффициенты для этих гармонических равны обмоточному коэф-

фициенту основной гармонической, вследствие чего при целом q обмотка не глушит этих гармонических э. д. с.

Эффективной мерой борьбы с зубцовыми гармоническими э. д. с. является применение обмоток с дробным q, которые рассматриваются ниже в § 3-6. Кроме того, значительного уменьшения этих гармонических э. д. с. можно достичь скосом полюсных наконечников или пазов статора на одно зубцовое деление статора.

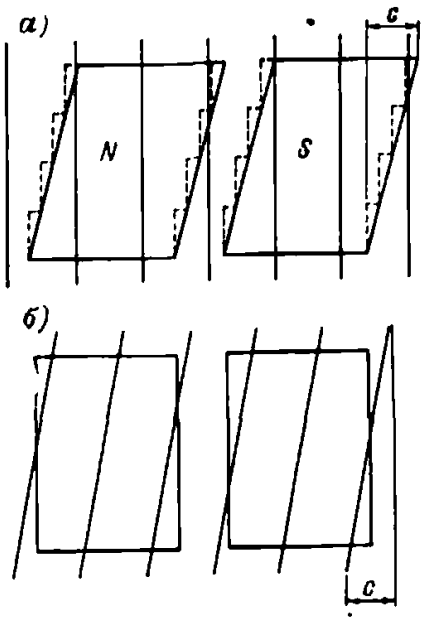


Рис. 3-12. Скос полюсов (*а*) и пазов (*б*) синхронной машины

На рис. 3-12, *а* в плане показан скос наконечников полюсов, а на рис. 3-12, *б* — скос пазов статора. При наборе полюсов вместе с наконечниками из штампованных листов стали скос наконечников практически легче осуществить ступенями, как изображено на рис. 3-12,*а* штриховой линией.

В случае скоса наконечников или пазов на некоторую величину c, э. д. с., индуктируемые в ряде последовательных точек по длине проводника, сдвинуты между собой по фазе. Векторная диаграмма этих э. д. с. может быть представлена дугой окружности с центральным углом $\frac{c}{\tau}\pi$ (рис. 3-13). Геометрическая сумма этих э. д. с. выражается хордой AB. Следовательно, в формулу э. д. с. нужно ввести добавочный коэффициент скоса полюсного наконечника, равный отношению длин хорды AB и дуги AB. Таким образом, для первой гармонической и гармонических порядка ν имеем:

$$k_{ск1}=\frac{\sin\frac{c}{\tau}\frac{\pi}{2}}{\frac{c}{\tau}\frac{\pi}{2}};\quad k_{ск\nu}=\frac{\sin\frac{\nu c}{\tau}\frac{\pi}{2}}{\frac{\nu c}{\tau}\frac{\pi}{2}}. \qquad (3\text{-}1)$$

Очевидно, скос полюсного наконечника играет ту же роль, что и распределение обмотки или укорочение шага. При $c=t_{z1}$ коэффициент $k_{ск1}$ мало отличается от единицы, а $k_{ск\nu}$ для зубцовых гармонических становится весьма малым, чем и достигается ослабление этих гармонических в кривой э. д. с.

Высшие гармонические в кривой э. д. с. вызываются также продольными колебаниями магнитного потока, которые могут возникнуть при определенных условиях.

Чтобы выяснить картину происходящего явления, предположим, что $m=3$ и $q=2$; тогда $Q=mq=3\cdot2=6$ пазов. Если полюсная дуга равна 4,5 зубцового деления, то при положении полюса, показанном на рис. 3-14 сплошной линией, под полюсным наконеч-

ником находится пять зубцов, а при положении, показанном штриховой линией,— всего четыре зубца. Это приводит к изменению магнитной проводимости зазора и, следовательно, к пульсации величины магнитного потока. При проектировании машин следует

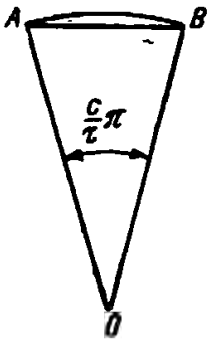


Рис. 3-13. К определению коэффициента скоса полюсного наконечника

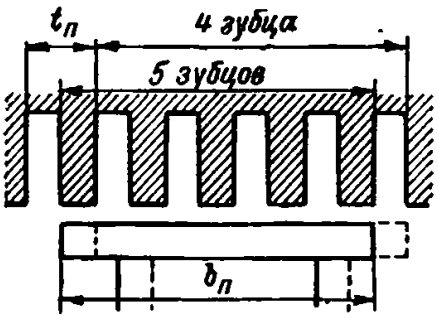


Рис. 3-14. Изменение проводимости зазора при $b_п=4{,}5\ t_п$

избегать возможности возникновения подобного явления из-за увеличения добавочных потерь в стали от высокочастотных колебаний потока.

3-6. Трехфазные обмотки с дробным числом пазов на полюс и фазу

А. Общие принципы выполнения обмоток с дробным числом пазов на полюс и фазу. В синхронных генераторах, имеющих небольшое целое число пазов на полюс и фазу ($q=1, 2, 3$), в обмотках статора могут индуктироваться заметные э. д. с. зубцовых гармонических, так как в обмотках с целым q соответствующие элементы обмотки каждой фазы находятся под различными полюсами в одинаковом положении относительно оси полюсов; поэтому высшие гармонические э. д. с. всех групп фазы обмотки складываются алгебраически и входят своей полной величиной в результирующую э. д. с. всей машины. Если же выполнить обмотки с дробным числом пазов на полюс и фазу q с достаточно удачно подобранным коэффициентом дробности, то отдельные элементы обмотки, принадлежащие данной фазе, могут находиться под разными полюсами уже не в одинаковом положении относительно магнитного поля. Сдвиг этих элементов относительно оси полюсов может быть подобран таким образом, что обмоточный коэффициент основной волны будет уменьшен весьма незначительно, но обмоточные коэффициенты высших гармонических могут стать столь малыми по сравнению с этими коэффициентами для обмотки, имеющей ближайшее целое q, что величина гармонических по отношению к основной волне э. д. с. станет совершенно ничтожной.

Как известно, обмотками с целым числом пазов на полюс и фазу называются такие обмотки переменного тока, которые во всех фазных зонах имеют одинаковое число пазов. Обмотки, имеющие в различных фазных зонах, принадлежащих одной и той же фазе, число пазов, отличающееся на единицу, называются обмотками с дробным числом пазов на полюс и фазу. Группы катушек (фазные зоны) каждой фазы с отличающимся на единицу числом пазов должны быть распределены симметрично по окружности машины.

Для выполнения многофазной обмотки с дробным q необходимо, чтобы результирующие э. д. с. отдельных фаз были равны по величине и имели сдвиг по фазе относительно друг друга, равный $2\pi/m$.

Исследование обмотки с дробным q лучше всего производить, исходя из звезды пазовых э. д. с.

Дробное число пазов на полюс и фазу выражается формулой

$$q = a + \frac{b}{c} = \frac{ac + b}{c}, \qquad (3\text{-}2)$$

где a, b и c являются целыми числами, причем b/c представляет собой правильную дробь с взаимно простыми числами. Как будет видно из дальнейших примеров, знаменатель дробности обмотки c является делителем числа пар полюсов. В трехфазной машине он не должен быть равным или кратным трем, так как только в этом случае отличающиеся по числу стержней группы катушек будут равномерно размещены по фазам.

Для возможности выполнения обмотки с дробным q при полностью обмотанных пазах статора необходимо, чтобы число пазов на каждую фазу обмотки, расположенных под одноименными полюсами, было одинаково, что приводит к условию:

$$\frac{Z}{2m} = \gamma = \text{целое число}.$$

Если число пазов Z и число пар полюсов p имеют общий наибольший делитель t, то после выполнения участка обмотки на p/t парах полюсов начинают встречаться стержни, имеющие соответственно ту же фазу э. д. с., что и в исходной группе; поэтому обмотка будет иметь t равнофазных стержней и позволяет образовать t параллельных групп.

При четном числе пазов Z и при наибольшем делителе $t>1$ после выполнения участка обмотки на $p:2t$ парах полюсов начинают встречаться стержни с э. д. с., сдвинутыми на 180° по отношению к э. д. с. стержней исходной группы. Подобная обмотка позволяет образовать $2t$ параллельных групп, причем группы стержней с э. д. с., сдвинутыми на 180° по отношению к э. д. с. исходной группы, должны присоединяться к общим узлам не своими началами, а концами.

Для возможности образования m-фазной обмотки число не совпадающих по фазе пазов, входящих в каждую простую обмотку из Z/t пазов, должно делиться на m; поэтому

$$\frac{Z}{tm} = \text{целое число};$$

но так как $\frac{Z}{2m} = \gamma$, то отсюда вытекает условие:

$$2\gamma/t = \text{целое число}.$$

При вычерчивании звезды пазовых э. д. с. необходимо принять во внимание следующие условия.

Электрический угол между э. д. с. стержней, лежащих в двух соседних пазах,

$$\alpha = \frac{p \cdot 360^\circ}{Z} = \frac{p \cdot 360^\circ}{2pmq} = \frac{180^\circ}{mq}, \qquad (3\text{-}3)$$

а при $m=3$

$$\alpha = \frac{60^\circ}{q} = \frac{c \cdot 60^\circ}{ac+b}. \qquad (3\text{-}4)$$

В том случае когда Z и p — числа взаимно простые ($t=1$), получается, что в обмотке нет пазов, имеющих э. д. с., совпадающие по фазе; поэтому наименьший возможный сдвиг по фазе между э. д. с. двух пазов

$$\alpha' = 360^\circ/Z. \qquad (3\text{-}5)$$

Если изобразить звезду пазовых э. д. с., то α' представит собой угол между соседними векторами э. д. с.

Когда числа Z и p имеют общий наибольший делитель t, обмотка имеет t равнофазных пазов. В этом случае обмотка распадается на t простых обмоток, в каждой из которых содержится Z/t пазов; поэтому угол между соседними векторами э. д. с. в звезде

$$\alpha' = t \cdot 360^\circ/Z. \qquad (3\text{-}6)$$

Дробные обмотки могут выполняться однослойными и двухслойными. Последние в свою очередь могут выполняться по принципу петлевых и волновых разрезанных обмоток постоянного тока. Двухслойные обмотки имеют перед однослойными преимущество в том отношении, что они допускают применение шаблонных катушек, закладываемых в открытые пазы статора. Ниже рассмотрим примеры двухслойных дробных обмоток, так как во вновь строящихся машинах однослойные дробные обмотки практически не применяются.

Б. Петлевые обмотки с дробным числом пазов на полюс и фазу. Выясним особенности обмотки рассматриваемого типа на примере обмотки со следующими данными: $Z=30$, $2p=8$, $m=3$. Общий

наибольший делитель Z и p равен $t=2$. Число пазов на полюс и фазу

$$q=\frac{Z}{2pm}=\frac{30}{8\cdot 3}=1\frac{1}{4}$$

при $a=1$, $b=1$ и $c=4$. Электрический угол между соседними пазами

$$\alpha=\frac{p\cdot 360^\circ}{Z}=\frac{4\cdot 360^\circ}{30}=48^\circ.$$

Угол между соседними векторами звезды пазовых э. д. с.

$$\alpha'=\frac{t\cdot 360^\circ}{Z}=\frac{2\cdot 360^\circ}{30}=24^\circ.$$

Если учитывать, что э. д. с. нижних проводников сдвинута на 180° от э. д. с. верхних проводников, то при нечетном числе векторов э. д. с. их число удваивается и угол между смежными векторами (рис. 3-15)

$$\alpha''=\frac{t\cdot 360^\circ}{2Z}=12^\circ.$$

Число пазов на фазу под полюсами одной полярности

$$\gamma=Z:2m=30:6=5 \text{ и } 2\gamma:t=10:2=5.$$

Шаг обмотки возьмем из 1-го в 4-й паз, так что

$$\beta=y/\tau=3/3{,}75=0{,}8.$$

На рис. 3-15, *а* представлена схема обмотки с указанными данными. Порядок соединения секций обмотки определяется следующими табличными данными:

$A-1-4'-2-5'-8-5-9-12'-16'-13-16-19'-$
$-17-20'-23'-20-24-27'-1'-28-X,$

$B-11-14'-12-15'-18'-15-19-22'-26'-23-$
$-26-29'-27-30'-3'-30-4-7'-11'-8-Y,$

$C-6-9'-7-10'-13'-10-14-17'-21'-18-21-$
$-24'-22-25'-28'-25-29-2'-6'-3-Z.$

Каждые две группы последовательно соединенных секций, записанных в одну строчку и составляющих полуфазу обмотки, имеют результирующие э. д. с., равные по величине и совпадающие по фазе. Поэтому они могут быть соединены друг с другом как последовательно, так и параллельно.

Звезда пазовых э. д. с. обмотки представлена на рис. 3-15, *б*. Звезда результирующих групп пазовых э. д. с., соответствующая вышеприведенному табличному порядку соединения секций, дана на рис. 3-15, *в*, из которого видно, что геометрические суммы э. д. с. всех секций каждой фазы обмотки сдвинуты друг от друга на

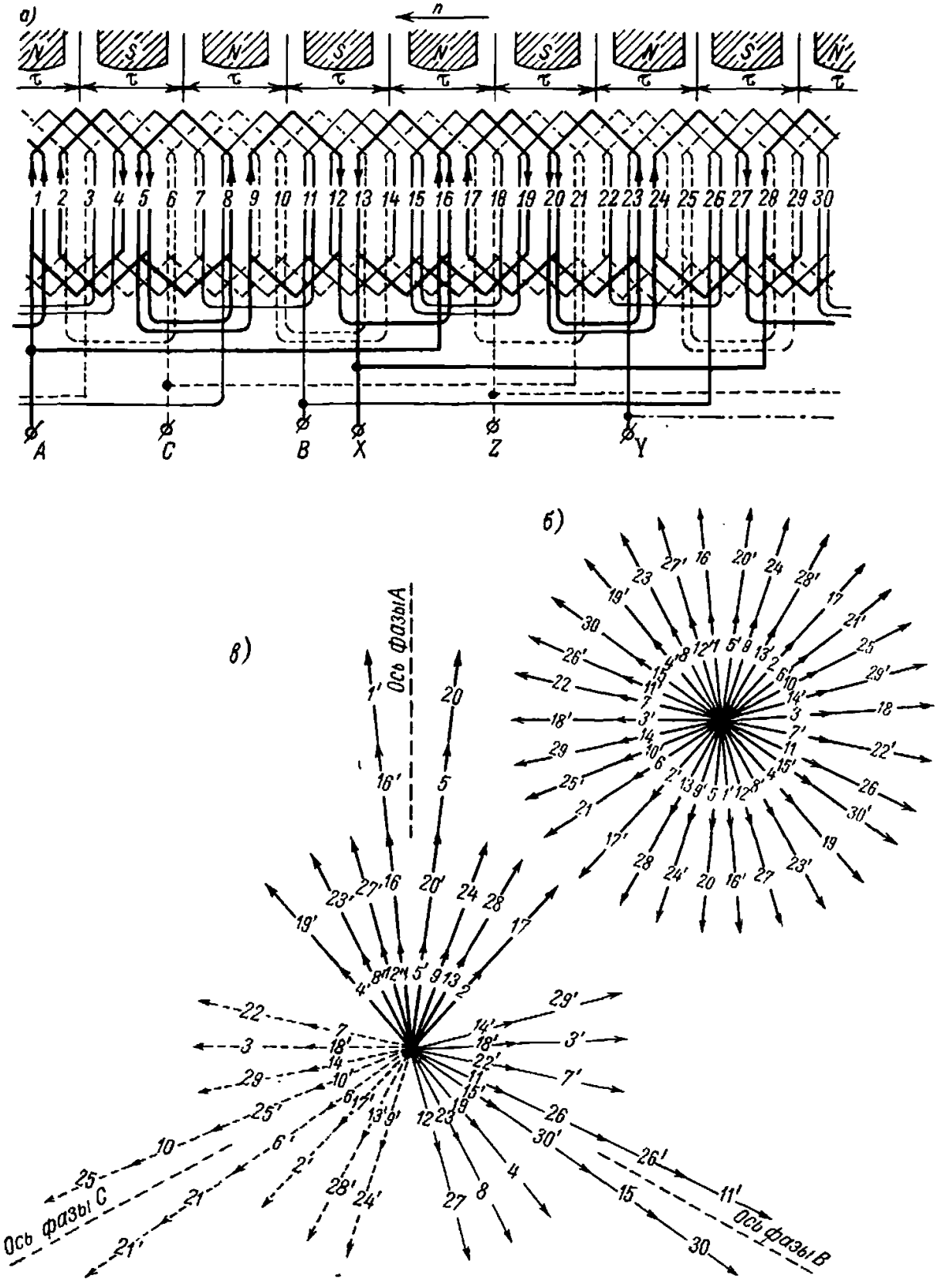


Рис. 3-15. Трехфазная двухслойная петлевая дробная обмотка с $Z=30$, $2p=8$, $q=1\frac{1}{4}$, $y=3$, $\beta=3/(3\times1\frac{1}{4})=0{,}8$: *а* — схема обмотки; *б* — звезда пазовых э. д. с.; *в* — звезда э. д. с. обмотки

120°. Это свидетельствует о том, что в результате получается правильная трехфазная обмотка с надлежащим сдвигом фазных э. д. с. друг от друга на 120°.

Двухслойная обмотка позволяет получать число параллельных цепей, равное t — общему наибольшему делителю чисел Z и p. В рассматриваемом примере при $Z=30$ и $2p=8$ имеем $t=2$, и обмотка может иметь $a=2$ параллельные группы, как это и выполнено на схеме рис. 3-15, *а*.

Порядок выполнения данной обмотки можно записать в виде следующего числового ряда, где числа обозначают количество пазов (или верхнего ряда сторон катушек), принадлежащих каждой фазе, причем первая цифра в клетке обозначает пазы первой фазы, вторая — второй, а третья — третьей:

N	*S*	*N*	*S*	*N*	*S*	*N*	*S*
211	121	112	111	211	121	112	111

Принцип составления числового ряда может быть сформулирован следующим образом. При $q=1\frac{1}{4}$ из каждых $c=4$ катушечных групп $b=1$ группа имеет по $a+1=2$ катушки, а $c-b=4-1=3$ группы имеют по $a=1$ катушке. Разместив $b=1$ большую группу (по 2 катушки) симметрично между $c-b=3$ малыми группами (по 1 катушке), получим элемент числового ряда, повторение которого $\frac{Z}{ac+b}=\frac{30}{5}=6$ раз даст весь числовой ряд. В рассматриваемом случае, когда число больших групп в элементе числового ряда равно единице, эту группу (число 2) можно поставить в любое место элемента числового ряда.

Из записи числового ряда можно видеть, что после прохождения четырех полюсов начинается повторение порядка следования чисел с соблюдением принадлежности их различным фазам. Этот характер числового ряда указывает на то, что проводники пазов, сдвинутые в пространстве на расстояние, равное четырем полюсным делениям, имеют равнофазные э. д. с., и поэтому соответствующие лучи звезды пазовых э. д. с. совпадают по своему направлению. Это в свою очередь указывает на возможность получения в данной обмотке не только последовательного соединения всех проводников, принадлежащих одной и той же фазе, но и параллельного соединения двух половин обмотки.

Пример. Рассмотрим пример выполнения петлевой обмотки с дробным числом пазов на полюс и фазу для построенного заводом «Электросила» гидрогенератора, на котором можно достаточно просто увидеть применение сформулированных выше положений относительно выполнения этих обмоток.

Гидрогенератор имел следующие данные:

$$S = 77\,500\ кв\cdot a, \quad U_н = 13\,800\ в, \quad 2p = 68, \quad Z = 600,$$

$$q = \frac{ac+b}{c} = \frac{2\cdot 17+16}{17} = \frac{50}{17} = 2\frac{16}{17};$$

$$\alpha = \frac{60c}{ac+b} = \frac{60\cdot 17}{50} = 20{,}4^\circ,$$

шаг 1—9, $3q=8{,}82$, число параллельных ветвей $a=4$,

$$\beta = \frac{y}{\tau} = \frac{8}{8{,}82} = 0{,}907.$$

Вычерчивание звезды пазовых э. д. с. при малой величине α' было бы весьма затруднительно, поэтому проще представить способ осуществления обмотки с помощью числовой таблицы, составленной по вышеприведенному принципу.

Для получения $q = 2\frac{16}{17}$ обмотка должна иметь на каждые 50 пазов 16 катушек с тремя витками (тройные) и одну катушку с двумя витками (двойные), так как тогда

$$q = \frac{3\cdot 16+2}{17} = 2\frac{16}{17}.$$

При $Z=600$ и $p=34$ имеем $t=2$, поэтому обмотка разбивается на две простые обмотки. Выполнение обмотки с распределением тройных и двойных катушек может быть легко представлено в виде следующей простой таблицы числового ряда:

N	S	N	S	N	S	N	S	N	S	N	S	N	S	N	S	N	S
333	333	333	333	333	323	333	333	333	333	333	233	333	333	333	333	332	
	333	333	333	333	333	323	333	333	333	333	333	233	333	333	333	333	332
333	333	333	333	333	323	333	333	333	333	333	233	333	333	333	333	332	
	333	333	333	333	333	323	333	333	333	333	333	233	333	333	333	333	332

Из этой таблицы видно, что после прохождения 17 полюсов обмотка попадает в идентичное положение под полюсом противоположной полярности, а через 34 полюса — под полюсом той же полярности.

Каждая фазная обмотка имеет по четыре катушки с $q=2$, которые распределены равномерно по окружности машины через 30° в пространстве. Между соседними двойными катушками различных фаз находится всегда 16 тройных катушек и между началами двойных катушек получается сдвиг по фазе в электрических градусах, равный

$$3\cdot 360^\circ - 50\alpha = 3\cdot 360^\circ - 50\cdot 20{,}4^\circ = 1080^\circ - 1020^\circ = 60^\circ.$$

Таблица показывает, что обмотка позволяет образовать не две, а даже четыре параллельные ветви, так как, кроме двух основных групп, имеются еще две добавочные группы с одинаковым числом двойных и тройных катушек. Э. д. с. соседних групп не совпадают по фазе, а сдвинуты на 180°, так как эти группы начинаются в числовых таблицах с полюсов различной полярности, но это не затрудняет соединения их в параллельные ветви, так как начало

одной группы может быть соединено с концом другой группы в общих узлах параллельных групп.

Звезда пазовых э. д. с. имеет $Z/t=600/2=300$ разнофазных векторов, по 2 равнофазных вектора в каждом луче.

В. Волновые обмотки с дробным числом пазов на полюс и фазу. Построение звезды пазовых э. д. с. и разбивка пазов по фазам в волновой дробной обмотке производится таким же образом, как и в петлевой дробной обмотке.

Волновые дробные обмотки представляют собой видоизмененные ранее рассмотренные волновые обмотки с целым числом пазов на полюс и фазу, разница заключается в том, что в некоторых избранных местах нарушается естественная катушечная группа добавлением или уменьшением числа катушек в группе на единицу. В петлевой обмотке подобное изменение числа катушек в группе данной фазы приводит к нарушению естественного хода волны, поэтому приходится делать в волне добавочную волновую вставку с помощью специальной перемычки или специальный обход, уменьшающий число пазов данной группы на единицу.

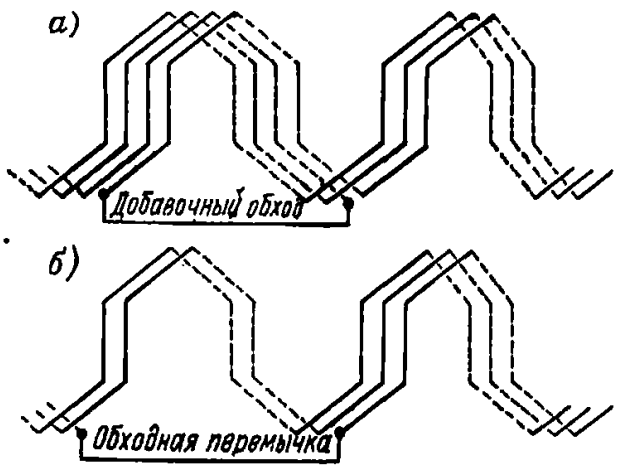


Рис. 3-16. Добавочные обходы и обходные перемычки волновых дробных обмоток

Указанные добавления или убавления числа катушек в группе естественной волны должны быть размещены равномерно по окружности статора машины. На рис. 3-16, *а* показан добавочный обход, повышающий число катушек данной группы с трех до четырех, а на рис. 3-16, *б* — обходная перемычка, понижающая число катушек группы с трех до двух. Наименьшее количество добавочных обходов и перемычек получается в обмотках, где число пазов на полюс и фазу при данном знаменателе дробности обмотки *c* в наименьшей степени отличается от целого числа, т. е. при значениях q вида $2\frac{1}{5}$, $2\frac{4}{5}$, $2\frac{1}{8}$, $2\frac{7}{8}$ и т. д.

На рис. 3-17, *а* изображена схема подобной волновой обмотки со следующими данными: $Z=33$, $p=5$, $q=1\frac{1}{10}$, $\beta=y/\tau=3/3{,}3=0{,}91$. Данная обмотка представляет собой видоизмененную волновую обмотку для того же числа полюсов $2p=10$ с целым числом пазов $q=1$, в которой повышение числа пазов на полюс и фазу вызывает необходимость повышения общего числа пазов на $\frac{1}{10}\cdot 2p\cdot 3=\frac{1}{10}\cdot 10\cdot 3=3$ паза. Указанные три добавочных паза размеща-

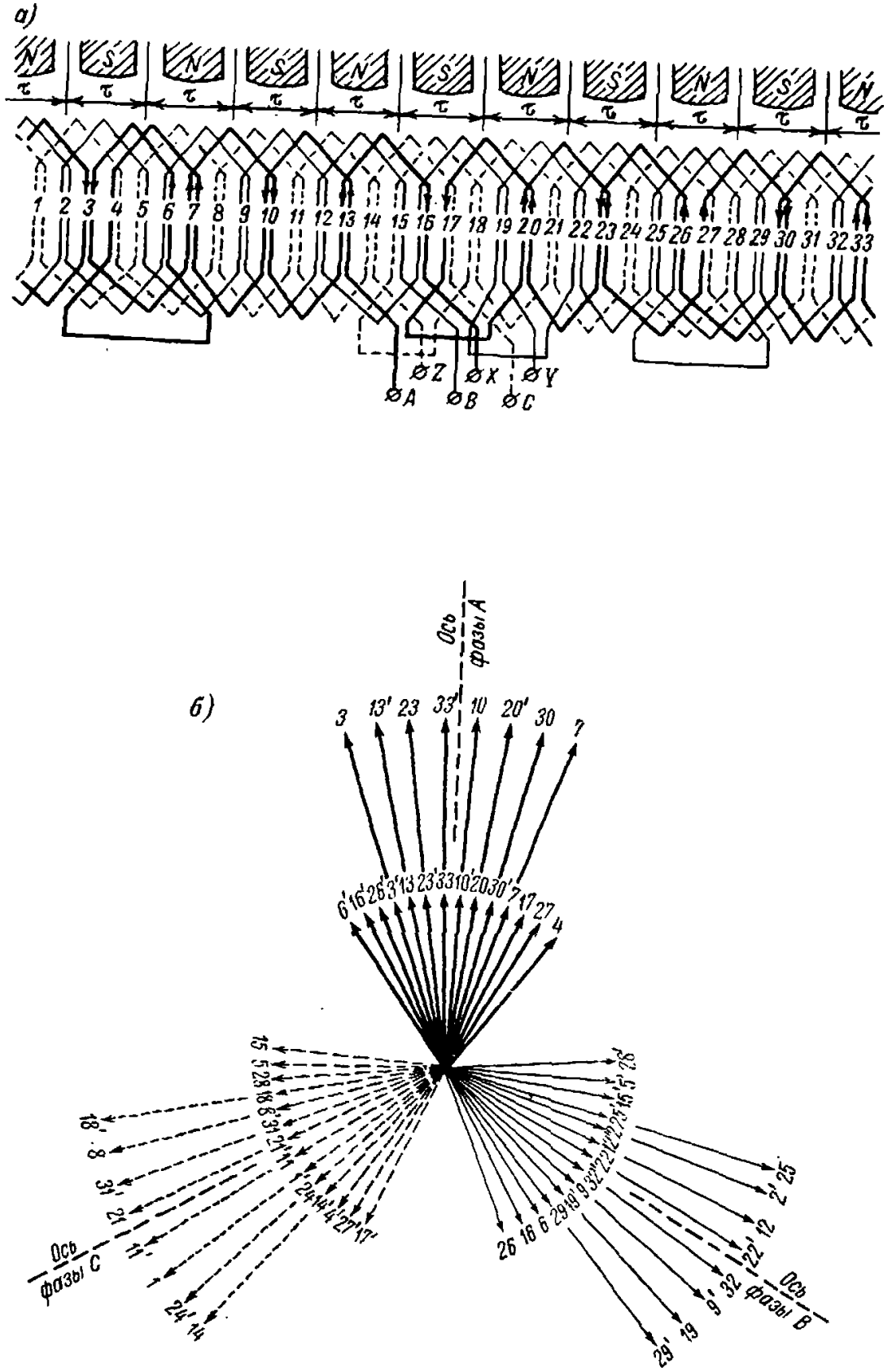


Рис. 3-17. Трехфазная двухслойная волновая дробная обмотка с $Z=33$, $2p=10$, $q=1^1/_{10}$, $y=3$, $\beta=3/3{,}3=0{,}91$: *а* — схема обмотки; *б* — звезда э. д. с.

ются равномерно по окружности статора, ввиду чего необходимо иметь три добавочных обхода, выполненных по принципу рис. 3-16, *а*, по одному на каждую из фаз. Так как одна из перемычек может быть помещена в место, где находятся выводы машины, то она может не осуществляться. В результате схема рис. 3-17, *а* с $q=1\frac{1}{10}$ имеет по сравнению со схемой рис. 3-3 с целым q не три добавочные перемычки, а только две, и поэтому общее число перемычек получается равным пяти. Собранные в три сектора векторы пазовых э. д. с. рассматриваемой обмотки показаны на рис. 3-17, *б*. Обмотка выражается следующим числовым рядом:

N	*S*	*N*	*S*	*N*	*S*	*N*	*S*	*N*	*S*
111	112	111	111	111	211	111	111	121	111

Пример. Рассмотрим практически выполненную волновую обмотку с дробным числом пазов на полюс и фазу.

Гидрогенератор с волновой обмоткой имеет следующие данные: $S=32000$ *ква* · *а*, $U_н=10\,500$ *в*, $n=375$ *об/мин*, $2p=16$, $Z=189$, $q=3\frac{15}{16}$, шаг 1—11, $\beta=y/\tau=0{,}8465$.

Обмотка данного гидрогенератора соответствует обмотке с целым числом пазов $q=4$ и $Z=192$, общее число пазов которой уменьшено на $\left(4-3\frac{15}{16}\right)\times 2\cdot 8\cdot 3=\frac{1}{16}\cdot 48=3$ паза, поэтому она должна иметь три обходные перемычки, уменьшающие число пазов трех групп с четырех до трех. Так как одна перемычка может быть размещена в районе выводов, то число обходных перемычек получается равным пяти.

Звезда пазовых э. д. с. имеет в данном случае 189 лучей, что делает эту обмотку эквивалентной обмотке с числом пазов на полюс и фазу $q_э=63$.

Числовой ряд данной обмотки имеет следующий вид:

N	*S*	*N*	*S*	*N*	*S*	*N*	*S*	*N*	*S*	*N*	*S*	*N*	*S*	*N*	*S*
444	444	444	443	444	444	444	444	444	344	444	444	444	444	434	444

Как видно из рассмотрения числового ряда, данная обмотка может быть получена из обмотки с целым $q=4$ с помощью замены в трех местах четверок на тройки, размещенные равномерно по окружности машины, по одной в каждой из фаз.

В практике гидрогенераторостроения используются иногда более сложные схемы обмоток. В качестве примера на рис. 3-18 показана схема волновой обмотки гидрогенератора фирмы «Сименс—Шуккерт» 160 *Мв·а*, 15 *кв*, 150 *об/мин*, 60 *гц*, установленного на электростанции Фурнас (Бразилия).

Обмотки с дробным числом пазов на полюс и фазу применяются также в синхронных и асинхронных двигателях, но с другой целью. В двигателях к форме кривой результирующей э. д. с. в от-

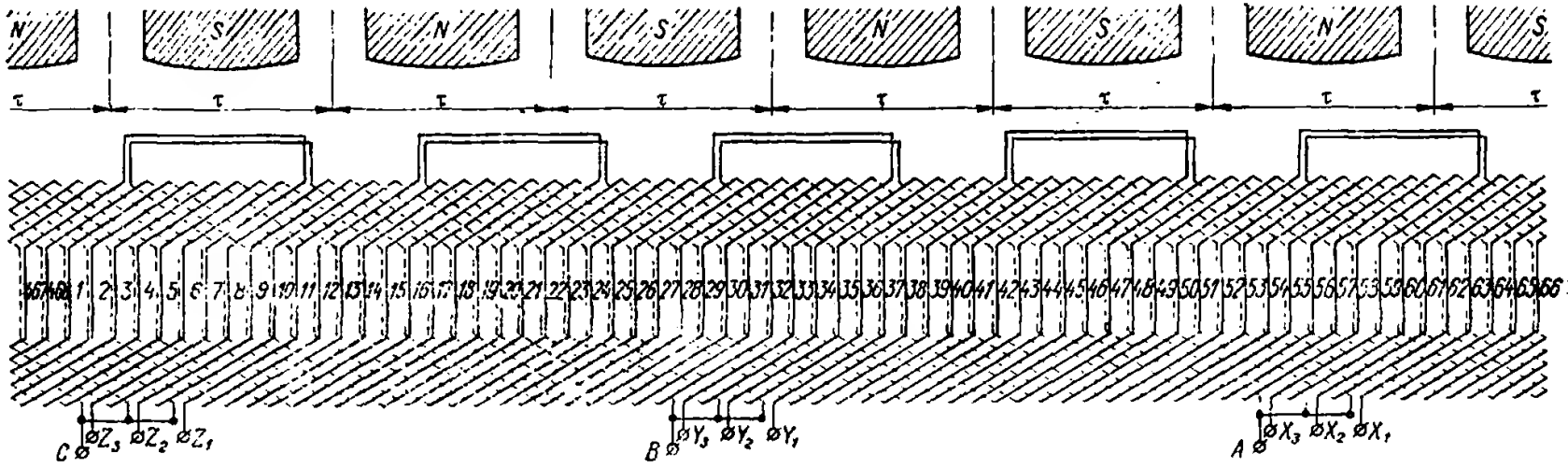


Рис. 3-18. Схема трехфазной волновой обмотки гидрогенератора с $Z=468$, $2p=48$, $a=3$, $q=3^1/_4$, шагами 1—10, 10—20

ношении содержания в ней гармонических не предъявляется таких требований, как в генераторах. Для синхронных и асинхронных двигателей применение этих обмоток связано с использованием одного и того же штампа с определенным числом пазов для машин с различными числами полюсов. Поэтому при одних и тех же числах пазов в зависимости от числа полюсов может получиться q, равное целому или дробному числу. Например, при $Z = 36$ для $2p = 4$ имеем $q = 3$, для $2p = 6$ имеем $q = 2$, а для $2p = 8$ имеем $q = 1\frac{1}{2}$.

3-7. Изоляция обмотки

Катушка обмотки укладывается в пазы, проштампованные в листовой стали, которая собирается в пакеты. Пазы бывают следующих форм в зависимости от мощности и напряжения машины: а) открытые, б) полуоткрытые, в) полузакрытые, г) закрытые.

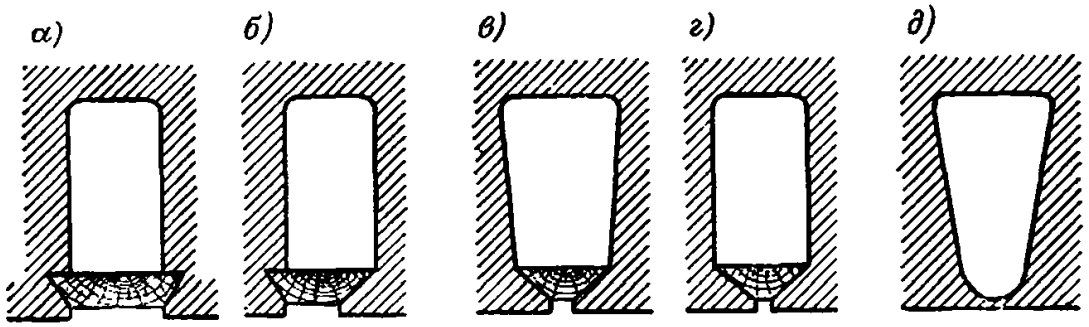


Рис. 3-19. Форма пазов

Открытые и полуоткрытые пазы обычно бывают прямоугольной формы (рис. 3-19, *а* и *б*), закрытые и полузакрытые бывают прямоугольной и трапецеидальной формы с закругленными углами (рис. 3-19, *в*, *г* и *д*).

Способ укладки и вид изоляции обмотки в значительной степени зависят от формы паза.

При закрытых пазах могут быть два способа укладки обмотки и изоляции паза. При первом способе (так называемая протяжная обмотка, рис. 3-20) в паз вставляется предварительно изготовленная по форме паза гильза или производится выкладка паза изоляционным листовым материалом. Затем паз заполняется деревянными или металлическими шпильками, соответствующими по своим размерам обмоточному проводу, и постепенно шпильки в определенной последовательности заменяются обмоточным проводом. При втором способе (так называемая компаундированная разрезная обмотка) катушки предварительно заготовляются, компаундируются (т. е. пропитываются под давлением изоляционной компаундной массой) и изолируются в пазовой части. Затем с одной стороны лобовая часть разрезается, катушка вкладывается в пазы, после чего спаиваются разрезанные в лобовой части проводники и изолируется лобовая часть.

В настоящее время закрытые пазы, вследствие большой трудоемкости изготовления обмоток указанными методами, применяются редко.

При полузакрытых пазах могут применяться оба вышеизложенных способа укладки обмотки, однако в настоящее время полузакрытые пазы используются главным образом для низковольтных машин с так называемой всыпной обмоткой из круглого провода. При этом в полузакрытый паз закладывается листовая изоляция (рис. 3-21, *а*) так, что края ее выступают через прорезь паза, и предварительно намотанная по шаблону катушка проводник за проводником закладывается в паз.

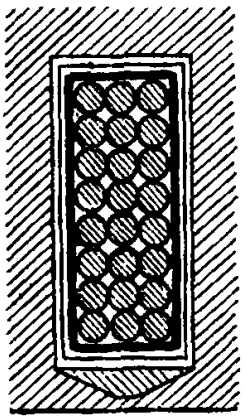


Рис. 3-20. Паз с протяжной обмоткой

Полуоткрытые пазы применяются для машин средней мощности низкого напряжения (до 500 *в*). Корпусная изоляция из листового материала, так же как и при всыпной обмотке, предварительно вставляется в паз (рис. 3-21, *б*). Катушка, состоящая из двух частей по ширине паза, предварительно наматывается по шаблону и формуется. Размер прорези паза таков, что через нее может проходить половинка секции. Укладка обмотки производится через прорезь по половинкам. Уложенная и закрепленная в пазу и лобовых частях обмотка подвергается пропитке изоляционными лаками.

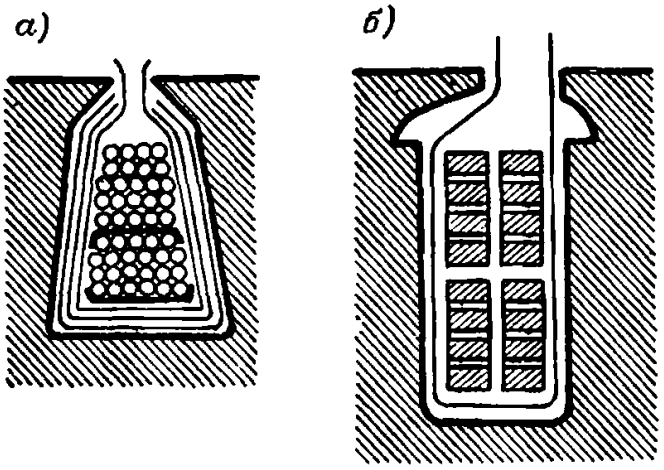


Рис. 3-21. Полузакрытый (*а*) и полуоткрытый (*б*) пазы с обмоткой

При открытых пазах катушки предварительно изготовляются по шаблонам, полностью изолируются и в готовом виде укладываются в паз. Для изоляции катушки в этом случае применяются следующие способы: 1) непрерывная изоляция катушки микалентой, с последующей сушкой под вакуумом и компаундированием в специальных котлах; 2) непрерывная изоляция черной или желтой лакотканью с многократной просушкой и пропиткой изоляционными лаками; 3) смешанная изоляция с применением лакоткани для внутренних слоев и микаленты для наружных слоев; 4) непрерывная изоляция с применением стеклянной пропитанной ленты — одной или в комбинации с микалентой; 5) прессовка микафолием в пазовой части секции.

При первых четырех способах изоляции лобовая часть изолируется так же, как пазовая часть, но с несколько уменьшенным чис-

лом слоев ленты. При пятом способе изоляции лобовая часть изолируется либо лакотканью, либо микалентой, и при выходе из паза получается стык двух типов изоляции.

В настоящее время закрытые пазы в статорах практически не употребляются. Разрезная и протяжная обмотки также вышли из употребления. Полузакрытые пазы применяются для низковольтных машин малой и средней мощности; полуоткрытые — для низковольтных синхронных и асинхронных машин средней мощности. Открытые пазы применяются для всех высоковольтных машин, а также для синхронных машин низкого напряжения средней и большой мощности и в некоторых случаях для асинхронных машин, где по условиям производства невыгодны полуоткрытые пазы.

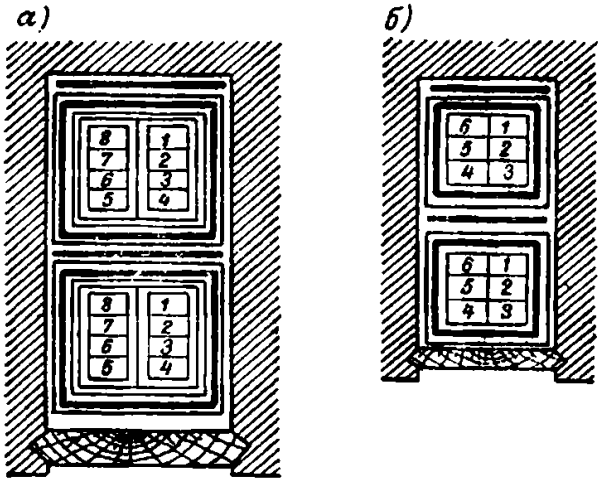


Рис. 3-22. Открытые пазы с обмоткой

Для высоковольтных машин при напряжении 3000—3150 *в* на заводах СССР при открытых пазах наиболее часто применяется изоляция с опрессовкой микафолием и непрерывная изоляция микалентой. Для напряжения 6000—6300 *в* и выше используется преимущественно непрерывная изоляция микалентой. При напряжении до 3150 *в* опрессовка пазовой части выполняется пятью слоями микафолия толщиной 0,25 *мм*. При непрерывной изоляции для 3150 *в* (рис. 3-22, *а*) в зависимости от условий работы машины берется для пазовой части пять-шесть слоев микаленты толщиной 0,13 *мм* вполунахлеста и для лобовой части — на один слой меньше. При напряжении 6300 *в* (рис. 3-22, *б*) берется девять слоев на пазовую часть и восемь на лобовую. Поверх микаленты секция обматывается впритык одним слоем киперной или ферроасбестовой ленты.

При низком напряжении и небольшой мощности в качестве витковой изоляции используется только собственная изоляция провода, которая состоит из слоя эмали и одного слоя хлопчатобумажной обмотки.

При больших мощностях применяется провод с двойной хлопчатобумажной обмоткой или с обмоткой и оплеткой, а также с асбестовой изоляцией.

По допустимым температурным пределам нагрева перечисленные типы изоляции относятся к классу А (§ 6-1), допускающему температуру 100° С, так как все они содержат в довольно значительных количествах изоляцию класса А (бумага, хлопчатобумажная пряжа).

В высоковольтных машинах, кроме собственной изоляции провода, накладывается еще добавочная витковая изоляция, чаще

всего из микаленты. В зависимости от напряжения на виток и мощности машины эта изоляция может состоять из одного или не более двух-трех слоев микаленты.

Компаундированная изоляция хотя и относится к классу В, но не допускает температуры свыше 105° С, так как нормальный пропиточный компаунд при более высоких температурах размягчается и начинает течь. Для получения изоляции класса В, которая выдерживает температуру 120° С, согласно нормам необходимо применять асбест, многослойный микафолий на шелку или стеклослюдинитовую ленту на термореактивных связующих.

Готовые статорные секции подвергаются в процессе укладки в статор испытанию повышенным напряжением в зависимости от номинального напряжения машины. На рис. 3-23 приведены нормы напряжения для испытания изоляции обмоток относительно корпуса в различных стадиях производства в зависимости от номинального напряжения машины. Для секций мощных и ответственных машин при помощи мостика Шеринга производится определение угла диэлектрических потерь tg δ при напряжениях в пределах 0,5—1,5 номинального. В доброкачественных секциях tg δ при номинальном напряжении не должен превосходить 0,08—0,1 и изменение tg δ в пределах 1,0—1,5 $U_н$ не должно превышать 0,02.

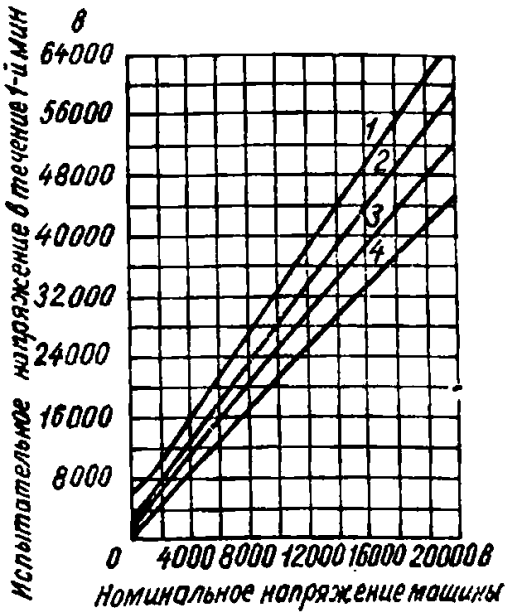


Рис. 3-23. Нормы испытательных напряжений обмоток

1 — для неуложенных катушек; *2* — для уложенных, но не соединенных между собой катушек; *3* — для соединенных в обмотку катушек; *4* — для готовой машины

Качество изоляции машин определяет их надежность в эксплуатации, поэтому выбору изоляции и ее изготовлению придают большое значение. Основным требованием к изоляции является не только ее диэлектрическая прочность. Так как развивающиеся в меди потери обычно отводятся через изоляцию в окружающую среду, то наравне с диэлектрической прочностью и нагревостойкостью изоляция должна обладать хорошей теплопроводностью, что в значительной степени достигается пропиткой и компаундированием. Большое значение имеют также механическая прочность, влагонепроницаемость, маслостойкость и другие свойства изоляции.

В настоящее время применяются новые синтетические изоляции на термореактивных связующих. Так, американская фирма «Вестингауз» использует изоляцию типа термоластик, фирма ДЖИИ — изоляцию майкопэл, а французская фирма «Альстом» — изотенакс.

Глава четвертая

НАМАГНИЧИВАЮЩАЯ СИЛА ОБМОТОК ПЕРЕМЕННОГО ТОКА

4-1. Постановка вопроса

Магнитное поле обмотки машины зависит, с одной стороны, от расположения проводников обмотки и тока в них, а с другой стороны, от конфигурации магнитной цепи машины и магнитных свойств отдельных ее участков. Главной целью расчета поля обмотки является нахождение распределения магнитной индукции вдоль воздушного зазора машины, так как от этого распределения зависят: а) величины и формы индуктируемых в обмотках э. д. с. и б) величина и характер возникающих электромагнитных усилий, создающих вращающие моменты машины.

Магнитное поле обмотки определяется через ее намагничивающую силу (н. с.), зависящую от устройства обмотки и протекающих в ней токов. При определении н. с. обмотки и ее применении для расчета поля обмотки в настоящей главе имеем в виду прежде всего машину с равномерным воздушным зазором. Особенности, связанные с неравномерностью зазора, а также особенности магнитного поля дробных обмоток будут рассмотрены отдельно в § 4-6.

4-2. Уравнения пульсирующих и бегущих волн

В электрических машинах могут создаваться как вращающиеся магнитные поля, так и поля, неподвижные в пространстве, но пульсирующие во времени. Рассмотрим поэтому сначала общие вопросы, связанные с подобными полями.

Математическое выражение волны, пульсирующей во времени по синусоидальному закону и распределенной в пространстве также по синусоидальному закону, может быть написано в виде:

$$F_{[t,\,a]} = F_m \sin \omega t \cos \frac{2\pi}{T_\text{п}} x = F_m \sin t' \cos a. \qquad (4\text{-}1)$$

Здесь

$$t' = \omega t = \frac{2\pi}{T} t; \qquad a = \frac{2\pi}{T_\text{п}} x;$$

T — временной период волны; $T_\text{п}$ — пространственный период волны; F_m — амплитуда волны.

В данном случае временная координата t' и пространственная координата a выражены в угловых единицах.

В электрических машинах $T_\text{п} = 2\tau$, где τ представляет собой полюсное деление машины, и $\omega = 2\pi f$, где f — частота.

На рис. 4-1 представлена пульсирующая волна в различные моменты времени. Ее характерные точки: $a = -\frac{\pi}{2}, \frac{\pi}{2}, \frac{3\pi}{2}, \frac{5\pi}{2}, \ldots$, в которых функция (4-1) обращается в нуль для любых моментов времени, и $a = 0, \pi, 2\pi, \ldots$, в которых функция (4-1), изменяясь во

времени по синусоидальному закону, принимает максимальные положительные и отрицательные значения. Первые точки называются узлами волны, а вторые — ее пучностями.

Математическое выражение бегущей волны имеет вид:

$$F_{[t,\,a]} = F_m \sin(t' \pm a). \qquad (4\text{-}2)$$

Значения t' и a здесь те же, что и выше.

В отличие от пульсирующей волны максимальное значение бегущей волны не обращается в нуль на протяжении всего пространственного периода ни при каком значении времени. Максимальное значение волны с возрастанием времени t перемещается вправо или влево при обычно принимаемой системе координат, откуда и возникает понятие право- и левобегущей волны.

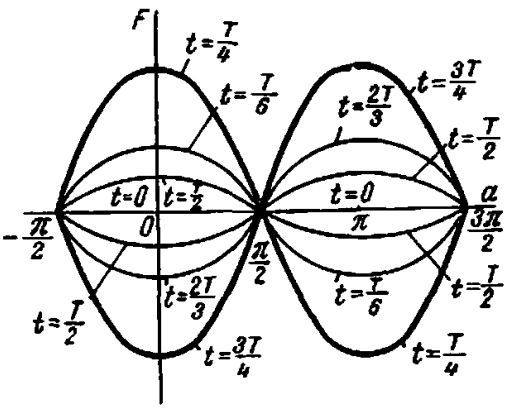


Рис. 4-1. Пульсирующая волна в различные моменты времени

На рис. 4-2 представлено положение волны

$$F_{[t,\,a]} = F_m \sin(t' + a) \qquad (4\text{-}3)$$

для значения времени $t'=0$ и $t'=\pi/2$. Так как максимум волны в этом случае сдвигается при возрастании времени влево, то, очевидно, знак «плюс» перед a соответствует левобегущей волне. На рис. 4-3 показано положение волны

$$F_{[t,\,a]} = F_m \sin(t' - a) \qquad (4\text{-}4)$$

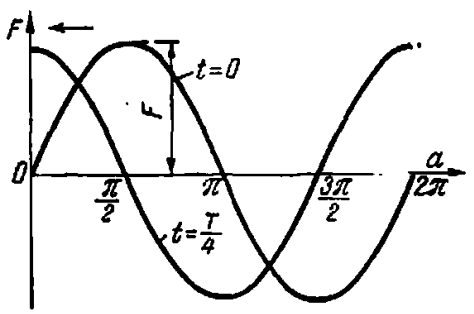


Рис. 4-2. Положение обратно бегущей волны для двух моментов времени

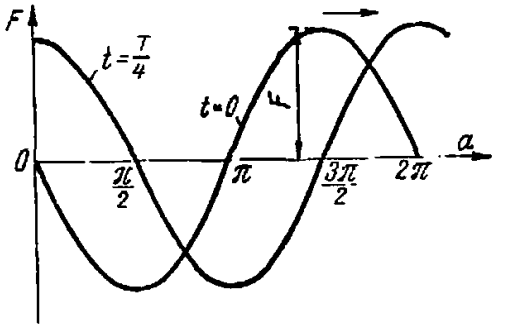


Рис. 4-3. Положение прямо бегущей волны для двух моментов времени

для значений времени $t'=0$ и $t'=\pi/2$. Максимум волны в этом случае сдвигается вправо, поэтому знак «минус» перед a соответствует правобегущей волне

Понятие право- и левобегущей волны связано с системой координат. Если изменить положительное направление оси абсцисс в системе координат, то соответственно изменится и направление движения этих волн в плоскости чертежа.

В применении к электрическим машинам переменного тока бегущее вдоль окружности воздушного зазора магнитное поле превращается во вращающееся, поэтому в дальнейшем мы будем рассматривать вращающиеся волны н. с. и магнитных полей.

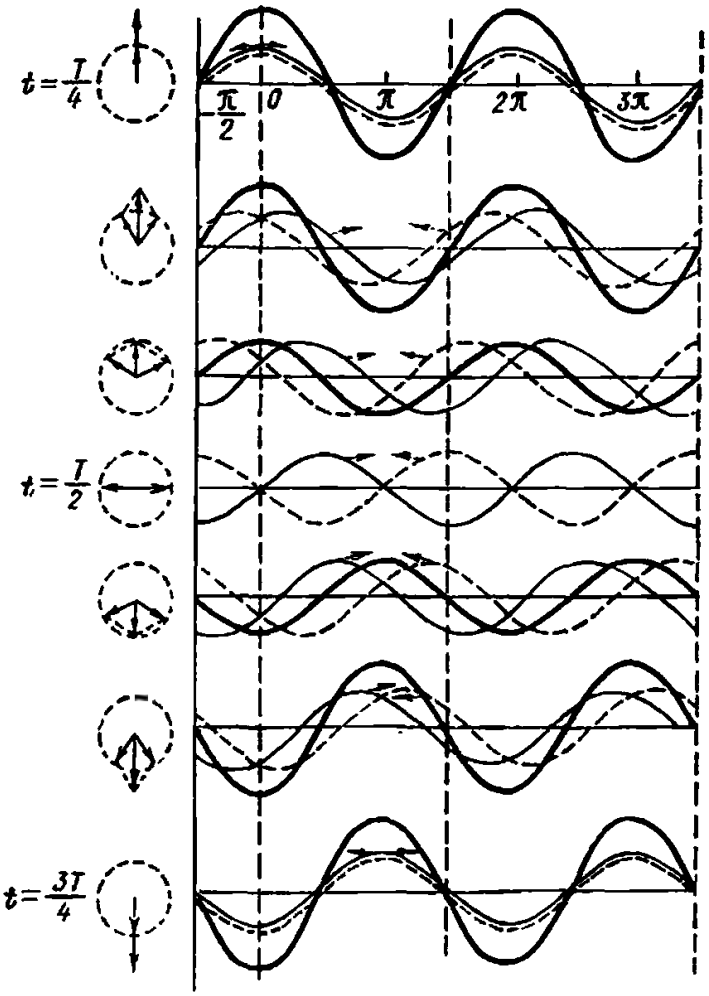


Рис. 4-4. Разложение пульсирующего поля на два вращающихся поля

Вращающееся поле машины может быть разложено на два пульсирующих поля, сдвинутых в пространстве и времени. Действительно, из уравнения (4-2) следует, что значение н. с. в данный момент времени t и в данной точке x на окружности статора выражается в виде:

$$F_{(t,\,a)} = F_m \sin(t' \pm a) = F_m \sin t' \cos a \pm F_m \cos t' \sin a =$$

$$= F_m \sin t' \cos a \pm F_m \sin\left(t' - \frac{\pi}{2}\right)\cos\left(a - \frac{\pi}{2}\right) = F_{a1} + F_{a2}, \quad (4\text{-}5)$$

где

$$F_{a1} = F_m \sin t' \cos a$$

представляет собой пульсирующее поле, для которого начало координат находится против пучности волны, а

$$F_{a2} = \pm F_m \sin\left(t' - \frac{\pi}{2}\right)\cos\left(a - \frac{\pi}{2}\right)$$

представляет собой пульсирующее поле, сдвинутое от поля F_{a1} в пространстве и времени на угол $\pm\pi/2$.

Пульсирующее поле может быть разложено на два вращающихся в противоположных направлениях поля с амплитудами, равными половине максимальной амплитуды пульсирующего поля. Это положение вытекает из следующего тригонометрического преобразования уравнения (4-1) для пульсирующей волны поля:

$$F_{[t,\,a]} = F_m \sin t' \cos a = \frac{1}{2} F_m \sin(t' - a) + \frac{1}{2} F_m \sin(t' + a). \quad (4\text{-}6)$$

Указанное разложение представлено графически на рис. 4-4.

Синусоидальное вращающееся поле может быть получено из трех синусоидальных пульсирующих полей, сдвинутых в пространстве и времени относительно друг друга на $2\pi/3$,

причем неизменная амплитуда этого вращающегося поля будет равна $^3/_2$ амплитуды каждого из пульсирующих полей. Это положение может быть доказано тригонометрическим путем, если сложить выражения для трех пульсирующих полей, предварительно разложив последние на поля, бегущие в противоположные стороны:

$$F_{A\,[t,\,a]} = F_m \sin t' \cos a = \frac{1}{2} F_m \sin(t' - a) + \frac{1}{2} F_m \sin(t' + a); \quad (4\text{-}7)$$

$$F_{B\,[t,\,a]} = F_m \sin\left(t' - \frac{2\pi}{3}\right)\cos\left(a - \frac{2\pi}{2}\right) =$$

$$= \frac{1}{2} F_m \sin(t' - a) + \frac{1}{2} F_m \sin\left(t' + a - \frac{4\pi}{3}\right); \quad (4\text{-}8)$$

$$F_{C\,[t,\,a]} = F_m \sin\left(t' - \frac{4\pi}{3}\right)\cos\left(a - \frac{4\pi}{3}\right) =$$

$$= \frac{1}{2} F_m \sin(t' - a) + \frac{1}{2} F_m \sin\left(t' + a - \frac{2\pi}{3}\right). \quad (4\text{-}9)$$

Сумма левобегущих полей

$$\frac{1}{2} F_m \left[\sin(t' + a) + \sin\left(t' + a - \frac{4\pi}{3}\right) + \sin\left(t' + a - \frac{2\pi}{3}\right)\right] = 0,$$

т. е. в данном случае, когда пульсирующие поля с отставанием по фазе на угол $2\pi/3$ располагаются в положительном направлении

оси абсцисс, левобегущие поля взаимно уравновешиваются, а сумма правобегущих полей

$$F_{[t,\,a]} = F_{A\,[t,\,a]} + F_{B\,[t\,a]} + F_{C\,[t,\,a]} = \frac{3}{2} F_m \sin(t' - a). \quad (4\text{-}10)$$

Доказанное положение также явствует из графического сложения трех пульсирующих полей с указанными сдвигами относительно друг друга, представленного на рис. 4-5.

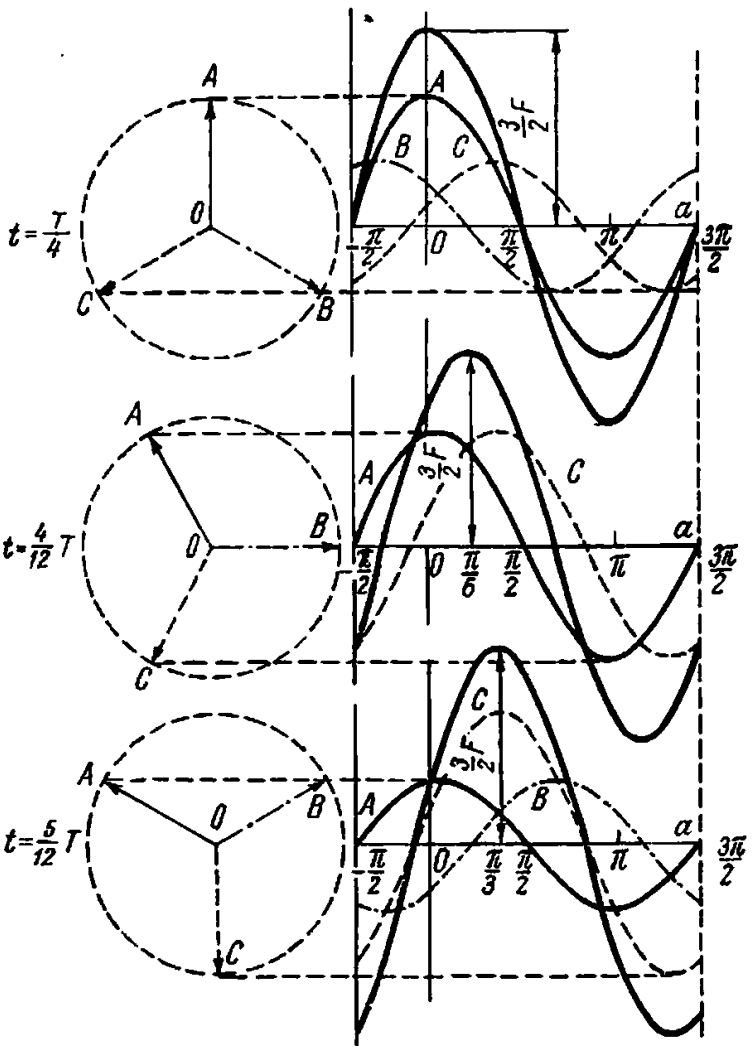


Рис. 4-5. Сложение трех пульсирующих волн, сдвинутых в пространстве и времени на 120°

Таким же образом вращающееся поле может быть получено из m пульсирующих полей, сдвинутых друг от друга на угол $2\pi/m$. Результирующее правобегущее поле в этом случае будет

$$F_{[t,\,a]} = F_{A\,[t,\,a]} + F_{B\,[t,\,a]} + \ldots + F_{m\,[t,\,a]} = \frac{m}{2} F_m \sin(t' - a). \quad (4\text{-}11)$$

Например, при двухфазной системе, т. е. $m=2$,

$$F_{A[t,\,a]}=F_m \sin t' \cos a=\frac{1}{2}F_m \sin(t'-a)+\frac{1}{2}F_m \sin(t'+a);$$

$$F_{B[t,\,a]}=F_m \sin\left(t'-\frac{\pi}{2}\right)\cos\left(a-\frac{\pi}{2}\right)=$$

$$=\frac{1}{2}F_m \sin(t'-a)+\frac{1}{2}F_m \sin(t'+a-\pi),$$

а результирующее поле

$$F_{[t,\,a]}=F_{A[t,\,a]}+F_{B[t,\,a]}=F_m \sin(t'-a).$$

4-3. Намагничивающая сила фазы обмотки

А. Намагничивающая сила катушки. Рассмотрим поле двухполюсной машины, создаваемое катушкой с полным шагом, уложенной на поверхности равномерного воздушного зазора (рис. 4-6, *а*).

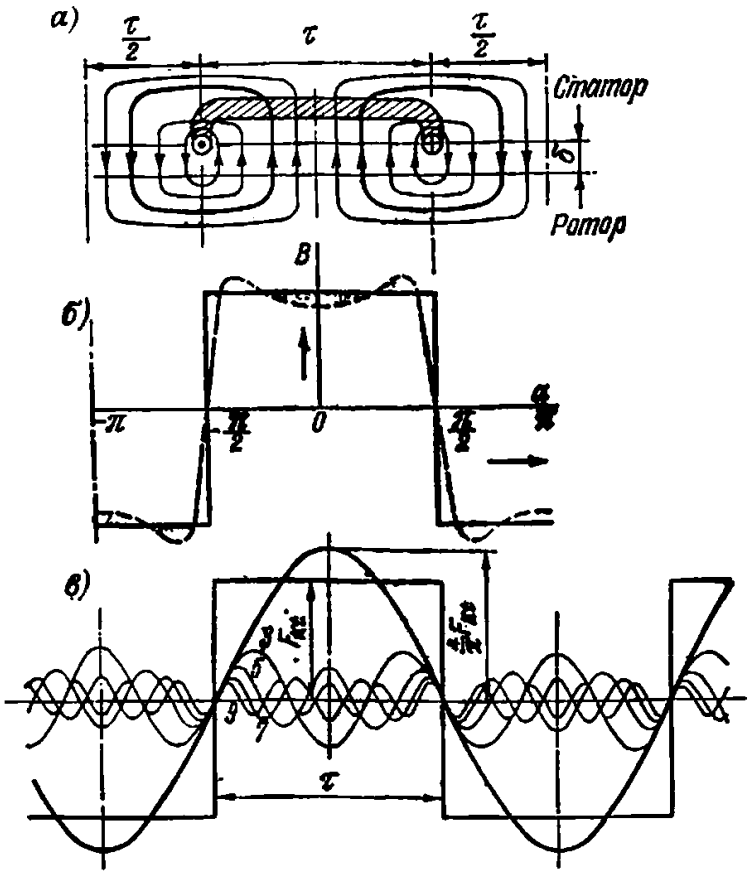


Рис. 4-6. Магнитное поле в зазоре, создаваемое катушкой с полным шагом

Характер создаваемого при этом магнитного поля изображен на рис. 4-6, *а* линиями магнитной индукции в воздушном зазоре, распределение B_δ показано штриховой кривой на рис. 4-6, *б*. Вогну-

тость этой кривой объясняется влиянием конечной магнитной проницаемости стали. Если принять для стали $\mu=\infty$ и пренебречь искажением поля около проводников катушки, то распределение B_δ вдоль зазора будет представлено в виде прямоугольной волны, изображенной на рис. 4-6, *б* сплошной линией. Связь между полным током катушки $w_к i_к$, где $w_к$ — число витков в катушке и $i_к$ — ток в ней, и напряженностью поля H определяется законом полного тока:

$$\boxed{w_к i_к = \oint H\, dl,} \tag{4-12}$$

причем интегрирование производится по любому замкнутому контуру, охватывающему катушку, например по контуру, изображенному на рис. 4-6, *а* жирной линией.

Если принять для стали $\mu=\infty$, то напряженность магнитного потока в стали $H=0$. Кроме того, поскольку величина зазора δ мала по сравнению с полюсным делением τ, то можно считать, что магнитные линии пересекают зазор радиально, напряженность поля вдоль воздушного зазора постоянна по величине и изменяется по направлению согласно рис. 4-6, *а, б*.

При этих условиях

$$\oint H\, dl = 2\delta H \tag{4-12а}$$

и, следовательно,

$$w_к i_к = 2\delta H,$$

откуда

$$H = \frac{1}{\delta}\,\frac{w_к i_к}{2}.$$

Таким образом, мгновенное значение индукции поля в зазоре в данной точке будет

$$B_{[т.\,а]} = \mu_0 H = \frac{\mu_0}{\delta}\,\frac{w_к i_к}{2} = \lambda_\delta F_{кl}. \tag{4-13}$$

В системе СИ

$$\boxed{\mu_0 = 4\pi\cdot 10^{-7}\ гн/м = 1{,}26\cdot 10^{-8}\ гн/см.}$$

Величину

$$\lambda_\delta = \mu_0/\delta \tag{4-14}$$

будем называть удельной проводимостью воздушного зазора, т. е. проводимостью, отнесенной к единице площади, перпендикулярной линиям магнитной индукции в зазоре.

Величину

$$F_{кl} = \frac{1}{2} w_к i_к \tag{4-15}$$

представляет собой н. с., необходимую для проведения магнитного потока через один воздушный зазор.

Н. с. катушки изменяется вдоль зазора в виде прямоугольной волны (рис. 4-6, *в*) с высотой $F_{кl}$.

При равномерном зазоре и при ненасыщенной стали кривая индукции вдоль зазора повторяет по форме кривую н. с., так как $\lambda_\delta = \text{const}$. При неравномерном зазоре и с учетом насыщения стали также можно пользоваться для расчета поля в зазоре выражением (4-13), но при этом проводимость λ_δ нужно считать функцией координаты зазора и магнитного состояния стали, о чем будет сказано ниже.

Таким образом, в основу исследования магнитного поля воздушного зазора можно положить определенную указанным образом н. с. катушки обмотки.

Для удобства анализа происходящих в машине процессов кривую поля в зазоре и соответственно кривую н. с. можно раскладывать на гармонические.

Кривая н. с. катушки с полным шагом (рис. 4-6, *в*) вследствие своей симметрии относительно оси абсцисс содержит только нечетные гармонические ($\nu = 1, 3, 5, \ldots$) и, когда ось ординат выбрана по оси катушки, может быть записана в виде:

$$F_{[t,\,a]} = F_{кl1}\cos a + F_{кl3}\cos 3a + \ldots + F_{кl\nu}\cos \nu a + \ldots \qquad (4\text{-}16)$$

Мгновенное значение амплитуды гармонической порядка ν согласно рис. 4-6, *в*

$$F_{кl\nu} = \frac{2}{\pi}\int\limits_{-\frac{\pi}{2}}^{\frac{\pi}{2}} F_{кl}\cos \nu a\, da = \frac{4}{\pi}\,\frac{1}{\nu}\,F_{кl}\sin\frac{\nu\pi}{2}. \qquad (4\text{-}17)$$

При нечетных гармонических

$$\sin\frac{\nu\pi}{2} = \pm 1.$$

Уравнение (4-16) представляет собой при протекании по катушке переменного тока

$$i_к = \sqrt{2}\, I_к \sin t' \qquad (4\text{-}18)$$

сумму пульсирующих волн н. с., так как их амплитуды $F_{кl\nu}$ изменяются во времени по синусоидальному закону.

Б. Намагничивающая сила группы катушек с полным шагом. Рассмотрим q катушек с полным шагом, уложенных на протяжении двойного полюсного деления и принадлежащих одной фазе (рис. 4-7, *а*; $q=3$).

На рис. 4-7, *б* изображены основные гармонические ($\nu=1$) н. с. q катушек, сдвинутые относительно друг друга на угол $\gamma = \frac{\pi}{mq}$, равный углу сдвига соседних пазов по основной волне.

Основные гармонические н. с. отдельных катушек группы с амплитудой $F_{кl1}$, складываясь, дадут основную гармоническую

н. с. группы с амплитудой F_{qt1}. Ось н. с. группы будет расположена по оси группы катушек (рис. 4-7, *б*).

Следовательно, изменяющиеся в пространстве q н. с., сдвинутых относительно друг друга на угол γ, мы можем изображать, так же как и при сложении q синусоидально изменяющихся во времени э. д. с., q векторами со сдвигом на угол γ относительно друг друга

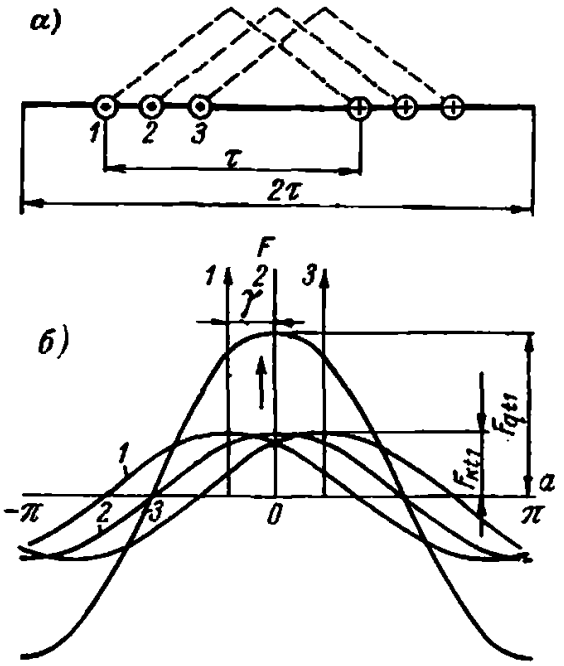


Рис. 4-7. Н. с. группы катушек с полным шагом

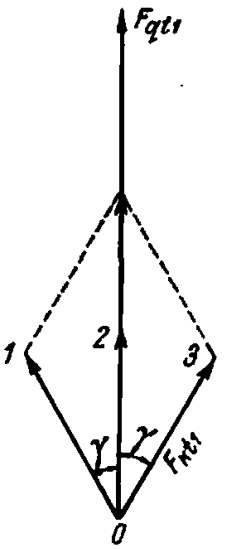


Рис. 4-8. Сложение н. с. группы катушек

(рис. 4-8). Поэтому мгновенное значение амплитуды первой гармонической будет

$$F_{qt1} = F_{kt1} q k_{p1}, \tag{4-19}$$

где k_{p1} — тот же коэффициент распределения обмотки для основной гармонической, который был получен при вычислении э. д. с. Соответственно для гармонической н. с. ν-го порядка имеем:

$$F_{qt\nu} = q F_{kt\nu} k_{p\nu}, \tag{4-20}$$

где $k_{p\nu}$ — коэффициент распределения обмотки для гармонической, вычисляемый согласно (2-17).

Н. с. группы катушек с полным шагом, следовательно, нужно записать в виде:

$$F_{q(t,a)} = F_{qt1}\cos a + F_{qt3}\cos 3a + \ldots + F_{qt\nu}\cos \nu a + \ldots, \tag{4-21}$$

причем координата отсчитывается от оси группы (рис. 4-7).

В. Намагничивающая сила фазы обмотки. Для получения выражения для н. с. фазы обмотки с укороченным шагом рассмотрим одну фазу двухслойной обмотки при $2p=2$, изображенную на рис. 4-9, *а*, где указаны также направления токов в катушках.

Обычно в такой обмотке соединяются проводники верхнего слоя с проводником нижнего слоя с шагом $y=\beta\tau<\tau$. Однако для создания н. с. имеют значение расположение проводников и направления токов в них, но не порядок их соединения между собой. Поэтому можно считать, что верхний слой проводников на рис. 4-9, *а* представляет собой q катушек с полным шагом, а нижний слой — также q катушек с полным шагом (на рис. 4-9, *а* взято $q=4$). Тогда основные гармонические н. с. верхнего и нижнего

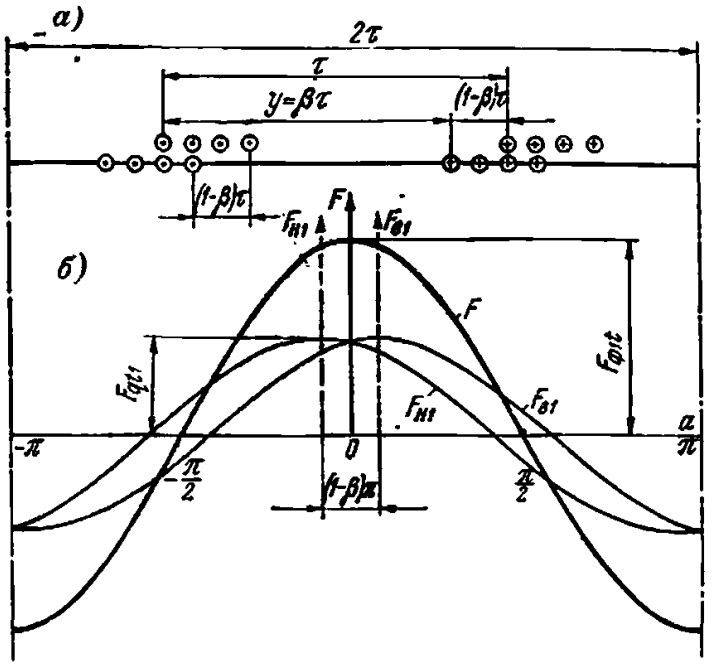


Рис. 4-9. Н. с. двух групп катушек с укороченным шагом

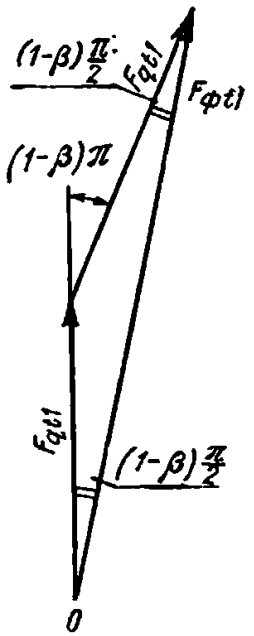


Рис. 4-10. Сложение н. с. двух групп катушек с укороченным шагом

слоев $F_{в1}$ и $F_{н1}$ представляют собой рассмотренные выше синусоидальные волны с амплитудой F_{qt1}, которые сдвинуты относительно друг друга на угол $\left(1-\frac{y}{\tau}\right)\pi=(1-\beta)\pi$, соответствующий сдвигу слоев обмотки (рис. 4-9, *б*). Поэтому сложение н. с. $F_{в1}$ и $F_{н1}$ производится совершенно так же, как и сложение э. д. с. в катушках обмотки с укороченным шагом.

Следовательно (рис. 4-10),

$$F_{\phi t1}=2F_{qt1}k_{y1}, \tag{4-22}$$

где k_{y1} — коэффициент укорочения шага для основной гармонической, определяемый по формуле (2-26).

Для того чтобы выразить н. с. $F_{\phi t1}$ в окончательном виде, воспользуемся формулами (4-15), (4-17) и (4-19). Тогда

$$F_{\phi t1}=2qF_{к1}k_{p1}k_{y1}=2q\frac{4}{\pi}F_{к}k_{об1}=\frac{4}{\pi}qw_{к}k_{об1}i_{к}, \tag{4-23}$$

где $k_{об1}=k_{р1}k_{у1}$ — результирующий обмоточный коэффициент для основной гармонической.

Аналогично имеем для ν-й гармонической:

$$F_{ф\nu}=\frac{4}{\pi}\frac{1}{\nu}qw_{к}k_{об\nu}i_{к}, \tag{4-24}$$

где $k_{об\nu}=k_{р\nu}\,k_{у\nu}$.

Мы имели машину с числом пар полюсов $p=1$. При $p>1$ и целом числе пазов на полюс и фазу н. с. в силу симметрии обмотки будет на протяжении каждой пары полюсов такой же, как в рассматриваемом случае. При последовательном соединении всех катушечных групп обмотки число витков в фазе будет

$$w=2pqw_{к} \tag{4-25}$$

и ток катушки

$$i_{к}=\sqrt{2}\,I\sin\omega t,$$

где I — действующее значение тока фазы.

Введя эти соотношения в (4-23) и (4-24), получим:

$$F_{ф1}=F_{ф1}\sin\omega t; \quad (4\text{-}26) \qquad F_{ф\nu}=F_{ф\nu}\sin\omega t, \tag{4-27}$$

где

$$F_{ф1}=\frac{2\sqrt{2}}{\pi}\frac{wk_{об1}}{p}I=0{,}9\frac{wk_{об1}}{p}I; \tag{4-28}$$

$$F_{ф\nu}=\frac{2\sqrt{2}}{\pi}\frac{wk_{об\nu}}{\nu p}I=0{,}9\frac{wk_{об\nu}}{\nu p}I. \tag{4-29}$$

Нетрудно видеть, что выражения (4-28) и (4-29) справедливы также при наличии в обмотке параллельных ветвей, если за w принимать число последовательно соединенных витков фазы или число витков одной ветви, а за I — полный ток фазы.

Эти выражения действительны также и для однослойных обмоток.

Выражение для всей н. с. фазы можно теперь записать в следующем виде:

$$F_{A}=F_{ф1}\sin t'\cos a+F_{ф3}\sin t'\cos 3a+\ldots+F_{ф\nu}\sin t'\cos\nu a, \tag{4-30}$$

где в данном случае отсчет угла a производится от оси фазы обмотки (рис. 4-9).

Из изложенного можно сделать следующие выводы:

1) н. с. фазы обмотки представляет собой сумму основной и высших пространственных гармонических н. с. с неизменным расположением в пространстве;

2) амплитуда основной гармонической н. с. отдельной катушки расположена в пространстве по оси соответствующей катушки, а амплитуда основной гармонической н. с. фазы обмотки расположена по оси фазы;

3) амплитуды основной и высших гармонических пульсируют во времени по тому же закону, что и питающий обмотку ток;

4) амплитуда гармонической обратно пропорциональна ее порядку и пропорциональна обмоточному коэффициенту для данной гармонической;

5) распределение и укорочение шага обмотки влияют на форму кривой н. с. так же, как на форму э. д. с., т. е. приближают ее к синусоиде.

4-4. Н. с. трехфазной обмотки

При трехфазном токе мы имеем на якоре машины три системы обмоток, сдвинутых в пространстве на углы 120 и 240 эл. градусов и питаемых синусоидальными токами, сдвинутыми во времени на те же углы 120° и 240°. Для таких обмоток могут быть написаны следующие уравнения их н.с., если выбрать начало координат по оси фазы A:

$$F_{A(t,\,a)} = [F_{\phi 1}\cos a + F_{\phi 3}\cos 3a + F_{\phi 5}\cos 5a + \ldots + F_{\phi \nu}\cos \nu a + \ldots]\sin t'; \qquad (4\text{-}31)$$

$$F_{B\,(t,\,a)} = \left[F_{\phi 1}\cos\left(a-\frac{2\pi}{3}\right) + F_{\phi 3}\cos 3\left(a-\frac{2\pi}{3}\right) + F_{\phi 5}\cos 5\left(a-\frac{2\pi}{3}\right) + \ldots + F_{\phi \nu}\cos \nu\left(a-\frac{2\pi}{3}\right)\right]\sin\left(t'-\frac{2\pi}{3}\right); \qquad (4\text{-}32)$$

$$F_{C\,(t,\,a)} = \left[F_{\phi 1}\cos\left(a-\frac{4\pi}{3}\right) + F_{\phi 3}\cos 3\left(a-\frac{4\pi}{3}\right) + F_{\phi 5}\cos 5\left(a-\frac{4\pi}{3}\right) + \ldots + F_{\phi \nu}\cos \nu\left(a-\frac{4\pi}{3}\right)\right]\sin\left(t'-\frac{4\pi}{3}\right). \qquad (4\text{-}33)$$

Результирующая н.с. для каждой гармонической в отдельности может быть найдена сложением данных гармонических всех трех фаз. Для основной гармонической н.с. трехфазной обмотки при этом получаем согласно изложенному в § 4-2 [формулы (4-7)—(4-10)] следующее выражение:

$$F_{1\,(t,\,a)} = \frac{3}{2}F_{\phi 1}\sin(\omega t - a) = F_1\sin(\omega t - a). \qquad (4\text{-}34)$$

Отсюда следует, что основная гармоническая результирующей н.с. трехфазной обмотки представляет собой уже не пульсирующую в пространстве волну, как для одной фазы обмотки, а правобегущую волну по окружности статора. Амплитуда этой волны равна результирующей н.с. основной гармонической на один полюс:

$$F_1 = \frac{3}{2}F_{\phi 1} = \frac{3\sqrt{2}}{\pi}\frac{wk_{об1}}{p}I = 1{,}35\frac{wk_{об1}}{p}I. \qquad (4\text{-}35)$$

Аналогичным путем можно легко показать, что при любом другом числе фаз m, при сдвиге обмоток в пространстве на угол $2\pi/m$

и сдвиге токов в них во времени на тот же угол, амплитуда основной волны н. с. будет

$$F_1 = \frac{m}{2} F_{\phi 1} = \frac{m\sqrt{2}}{\pi} \frac{\omega k_{об1}}{p} I = 0{,}45 \frac{mwk_{об1}}{p} I. \qquad (4\text{-}36)$$

Для определения скорости перемещения синусоидальной волны н. с. основной гармонической вдоль воздушного зазора, определяемой уравнением (4-34), возьмем на ней какую-либо точку, жестко связанную с этой волной и перемещающуюся вместе с ней. Для такой точки $\sin(\omega t - a) = \text{const}$ или $\omega t - a = \text{const}$. Дифференцируя это выражение по времени t, получаем: $\omega - \frac{da}{dt} = 0$, откуда угловая скорость вращения волны

$$\frac{da}{dt} = \omega, \qquad (4\text{-}37)$$

т. е. любая точка, связанная жестко с вращающейся волной н. с., перемещается по окружности статора с угловой скоростью ω. В синхронной машине с такой же угловой скоростью (в электрических единицах угла) и в ту же сторону вращается ротор машины, т. е. основная волна н. с. статорной обмотки движется по статору синхронно с ротором.

Содержание вышеприведенного математического анализа н. с. обмотки статора в отношении ее основной гармонической может быть сформулировано следующим образом.

При наличии на статоре трех синусоидальных н. с., сдвинутых относительно друг друга на 120 эл. градусов и пульсирующих со сдвигом во времени на 120°, каждую из них заменяем двумя бегущими в противоположные стороны синусоидальными н. с. с амплитудами, равными половине амплитуды пульсирующей н. с.; при этом н. с., бегущие в сторону, противоположную вращению ротора, взаимно уничтожаются, как смещенные относительно друг друга на 120° а н. с., бегущие в сторону вращения ротора, совпадают друг с другом и в пространстве дают результирующую синусоидальную н. с, бегущую синхронно с ротором, с амплитудой, равной $^3/_2$ максимальной амплитуды пульсирующей н. с.

Аналогичным образом можно сложить н. с. любой высшей гармонической всех трех фаз. Для $\nu = 3$ при этом получим:

$$F_{a3} = F_{\phi 3}\left[\sin\omega t \cos 3a + \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right)\cos 3\left(a - \frac{2\pi}{3}\right) + \right.$$
$$\left. + \sin\left(\omega t - \frac{4\pi}{3}\right)\cos 3\left(a - \frac{4\pi}{3}\right)\right] = 0,$$

а для $\nu = 5$

$$F_{a5} = F_{\phi 5}\left[\sin\omega t \cos 5a + \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right)\cos 5\left(a - \frac{2\pi}{3}\right) + \right.$$
$$\left. + \sin\left(\omega t - \frac{4\pi}{3}\right)\cos 5\left(a - \frac{4\pi}{3}\right)\right] = \frac{3}{2} F_{\phi 5} \sin(\omega t + 5a) = F_5 \sin(\omega t + 5a).$$

Соответственно найдем:

$$F_{a7} = \frac{3}{2} F_{\phi 7} \sin(\omega t - 7a) = F_7 \sin(\omega t - 7a);$$

$$F_{a11} = \frac{3}{2} F_{\phi 11} \sin(\omega t + 11a) = F_{11} \sin(\omega t + 11a);$$

$$F_{a13} = \frac{3}{2} F_{\phi 13} \sin(\omega t - 13a) = F_{13} \sin(\omega t - 13a)$$

и для гармонической порядка ν

$$F_{a\nu} = \frac{3}{2} F_{\phi\nu} \sin(\omega t \pm \nu a) = F_\nu \sin(\omega t \pm \nu a), \qquad (4\text{-}38)$$

где

$$F_\nu = \frac{3}{2} F_{\phi\nu} = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} \frac{\omega k_{об\nu}}{\nu p} I = 1{,}35 \frac{\omega k_{об\nu}}{\nu p} I. \qquad (4\text{-}39)$$

Результирующая н. с. трех фаз, включающая все гармонические,

$$F_{[t,\,a]} = F_1 \sin(t' - a) + F_5 \sin(t' + 5a) + F_7 \sin(t' - 7a) + F_{11} \sin(t' + 11a) + F_{13} \sin(t' - 13a) + \ldots + F_\nu \sin(t' \pm \nu a). \qquad (4\text{-}40)$$

В выражении результирующей н. с. все гармонические порядка $\nu = 3k$ (кратные трем) исчезают. Все гармонические порядка $\nu = 6k - 1$, т. е. $\nu = 5, 11, 17$, имеют множитель $\sin(\omega t + \nu a)$ и поэтому двигаются влево — против направления вращения основной волны.

Все гармонические порядка $\nu = 6k + 1$, т. е. $\nu = 1, 7, 13\ldots$, имеют множитель $\sin(\omega t - \nu a)$ и поэтому двигаются вправо, т. е. по направлению движения основной волны и ротора.

Вышеизложенное можно формулировать в виде следующего правила: если для получения порядка гармонической в формуле $\nu = 6k \pm 1$, где k — целое число, необходимо брать знак «плюс», то направление вращения данной гармонической совпадает с направлением вращения основной, а при знаке «минус» — обратно направлению вращения основной.

Поскольку все гармонические н. с. создаются синусоидально изменяющимся током основной частоты f, все они имеют также одну и ту же основную частоту f. С другой стороны, пространственная гармоническая ν-го порядка имеет по сравнению с пространственной основной гармонической в ν раз меньший пространственный период и, стало быть, в ν раз большее «число пар» полюсов.

Следовательно, $f = \nu p n_\nu$, откуда скорость вращения гармонической относительно обмотки

$$n_\nu = \frac{f}{\nu p} = \frac{n_1}{\nu}. \qquad (4\text{-}41)$$

Скорость ν-й пространственной гармонической н. с. относительно ротора синхронной машины

$$n_{\nu p} = \frac{f}{\nu p} \pm n_p, \qquad (4\text{-}42)$$

причем знак «минус» относится к гармонической, вращающейся в сторону вращения основной волны н. с., а знак «плюс» — к гармонической, вращающейся в противоположном направлении.

Определим скорость вращения гармонических н. с. относительно статорной и роторной систем синхронной машины. Для 5-й и 11-й гармонических н. с. скорости вращения относительно статора и неподвижного ротора равны в *об/сек*:

$$n_5 = \frac{1}{5} n_1; \quad n_{11} = \frac{1}{11} n_1,$$

откуда $n_1 = 5n_5 = 11n_{11}$.

При равномерном воздушном зазоре и ненасыщенной магнитной цепи магнитная индукция в воздушном зазоре пропорциональна н. с. Поэтому в данном случае каждая гармоническая н. с. порядка ν создает гармоническую поля такого же порядка.

При неподвижном роторе и вращении 5-й гармонической н. с. со скоростью относительно него n_5 *об/сек* и 11-й со скоростью n_{11} *об/сек* в роторе будет индуктироваться э. д. с. частоты $f_2 = 5pn_5 = 11\ pn_{11} = f_1$.

При вращении ротора против направления вращения этих гармонических со скоростью $n_1 = 5n_5 = 11n_{11}$ в роторе будет индуктироваться э. д. с. повышенной частоты, а именно:

$$f_{2.5} = 5p\,(n_1 + n_5) = 5p \cdot 6n_5 = 6f_1$$

и

$$f_{2.11} = 11p\,(n_1 + n_{11}) = 11p \cdot 12n_{11} = 12f_1.$$

Соответствующим образом для 7-й и 13-й гармонических н. с., вращающихся по направлению вращения ротора:

$$f_{2.7} = 7p\,(n_1 - n_7) = 7p \cdot 6n_7 = 6f_1; \qquad f_{2.13} = 13p\,(n_1 - n_{13}) = 13p \cdot 12n_{13} = 12f_1.$$

Таким образом, 5-я и 7-я гармонические создают в роторе частоту, равную $6f_1$; 11-я и 13-я — $12f_1$; 17-я и 19-я — $18f_1$ и т. д.

Итак, наличие высших пространственных гармонических в кривой н. с. при равномерном воздушном зазоре не влечет за собой появления высших временных гармонических э. д. с. обмотки статора. Однако потоки от этих гармонических н. с. движутся относительно ротора, вызывая в нем потери на вихревые токи и снижая тем самым к. п. д. машины. По этой причине следует стремиться к уменьшению высших гармонических в кривой н. с. машины.

В общем случае, когда ток несинусоидален, каждая временная гармоническая тока создает свой ряд гармонических н. с. Скорость н. с. ν-го порядка, создаваемая μ-й гармонической тока, определяется из уравнения

$$n_\nu = \frac{f\mu}{\nu p} = \frac{n_1\mu}{\nu}. \tag{4-43}$$

Угловая скорость н. с. ν-го порядка, создаваемой μ-й гармонической тока, относительно ротора

$$n_{\mu p} = \frac{f\mu}{\mu p} \pm n_p = \frac{f}{p} \pm n_p, \tag{4-44}$$

где знак «минус» соответствует н. с., вращающейся в сторону ротора.

4-5. Анализ кривой н. с. обмоток с целым q

Из рис. 4-6, *в* следует, что кривая н. с. катушки представляет собой ломаную кривую, которая изменяется скачком в местах расположения проводников с током. Величина скачка в точке расположения стороны катушки с числом витков $w_к$ и током $i_к$ равна $w_к i_к$. На участках, не имеющих проводников с током, величина ординат кривой не изменяется, и на этих участках кривая н. с. изображается горизонтальной линией. Кривую н. с. всей обмотки можно получить в результате наложения кривых н. с. составляющих ее элементов. Из сказанного вытекает следующий так называемый интегральный метод построения кривой н. с.

Изображают распределение сторон катушек обмотки вдоль воздушного зазора с указанием принадлежности их различным фазам. Затем для рассматриваемого момента времени устанавливают величину и направление токов в проводниках отдельных катушек; далее, передвигаясь слева направо, чертят ломаную кривую н. с.

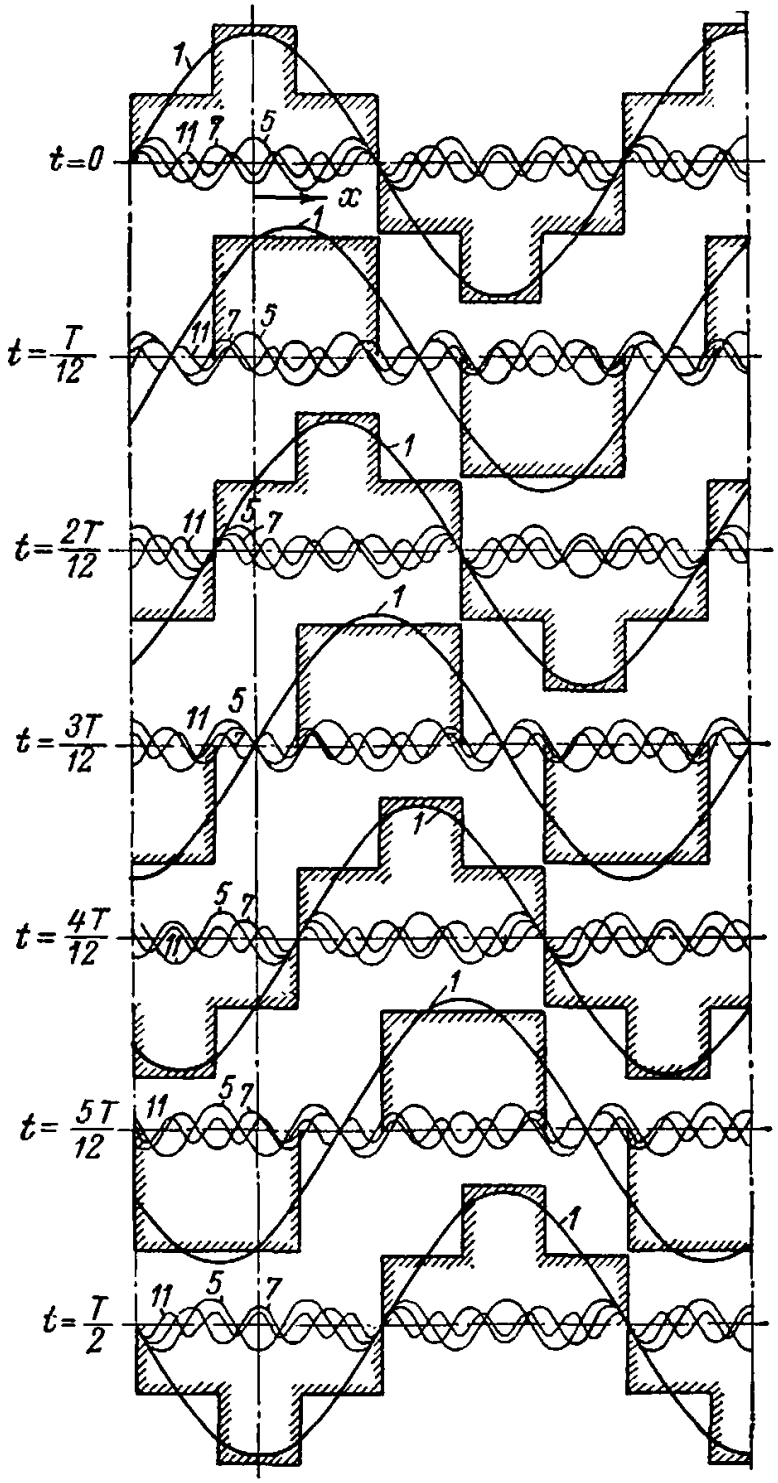


Рис. 4-11. Кривые н. с. трехфазной однослойной обмотки с полным шагом и $q=1$ для различных моментов времени

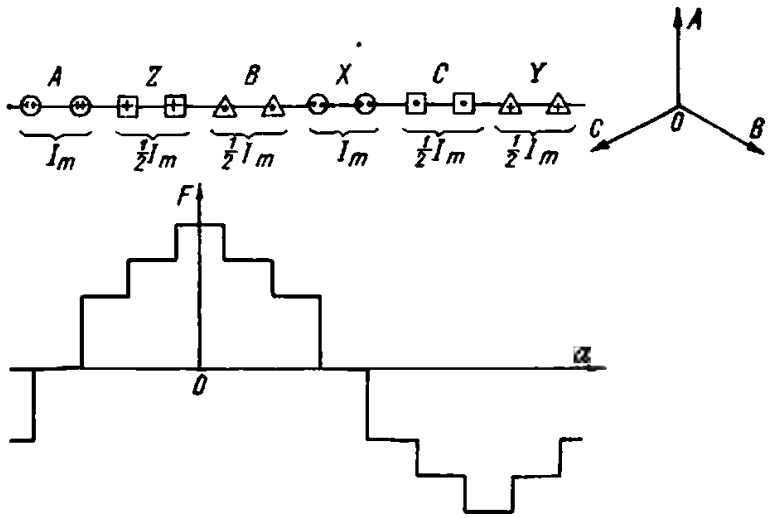


Рис. 4-12. Кривая н. с. трехфазной однослойной обмотки с полным шагом и $q=2$

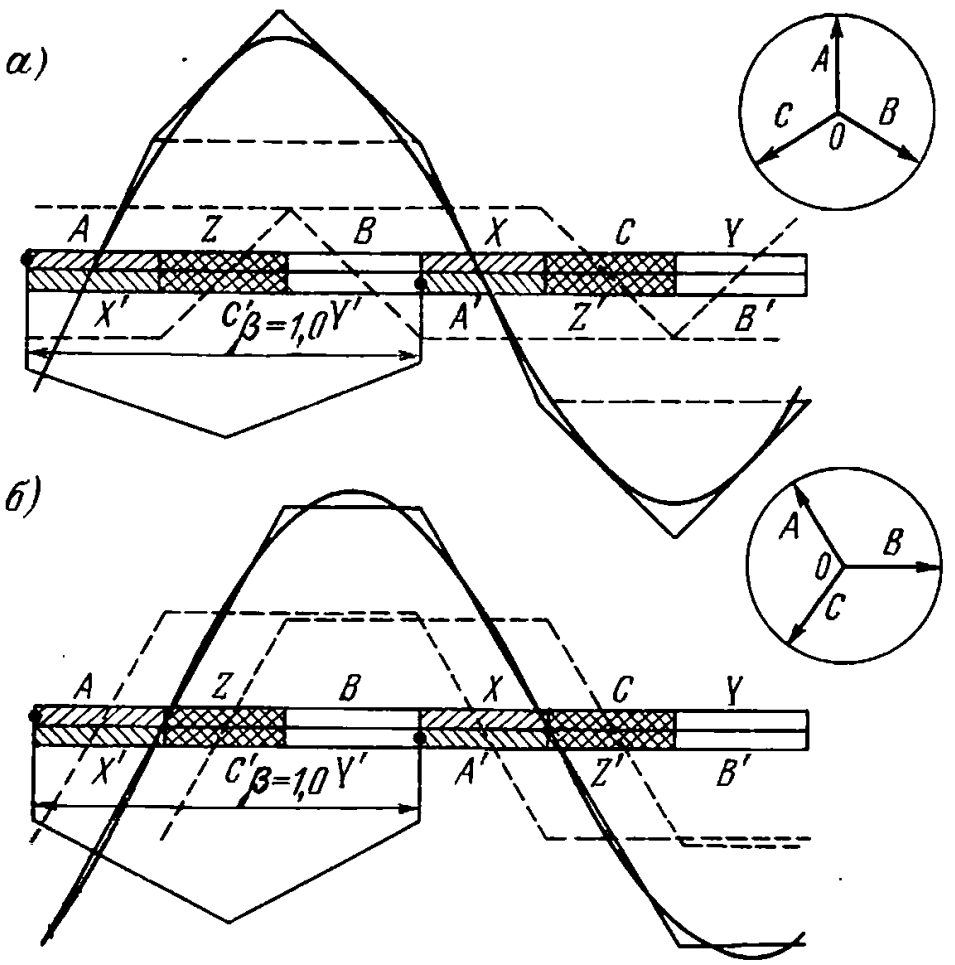


Рис. 4-13. Кривые н. с. равномерно распределенной обмотки с полным шагом для двух моментов времени

обмотки, делая в точках расположения сторон каждой катушки вертикальный скачок вверх или вниз в зависимости от направления тока, соответствующий объему тока данной секции. Полученную ломаную линию затем разделяют осью абсцисс на две части, верхнюю и нижнюю, таким образом, чтобы сумма площадей верхних участков кривой равнялась сумме площадей нижних участков, что вытекает из принципа равенства суммы магнитных потоков северных полюсов с одной стороны и южных — с другой.

При целом числе пазов на полюс и фазу q достаточно строить кривую н. с. на протяжении двойного полюсного деления, так как в дальнейшем кривая будет повторяться. При этом кривые ступенчатых положительных полуволн н. с. будут симметричны отрицательным. При двухслойной обмотке величина скачка кривой н. с. в каждой точке определяется величиной и направлением тока как верхней, так и нижней стороны секции: $w_к(i_в + i_н)$.

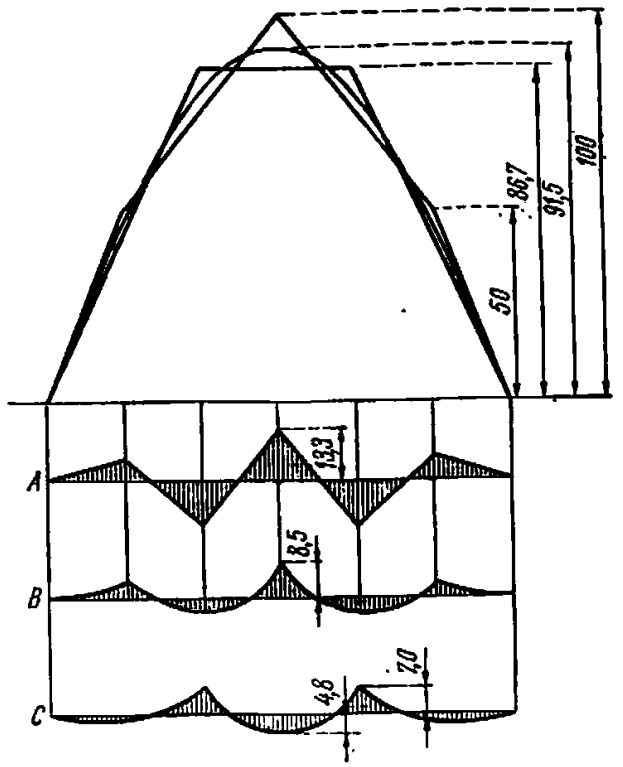


Рис. 4-14. Совмещенные кривые рис. 4-13

Для равномерно распределенной обмотки ($q=\infty$) величина ординат кривой н. с. изменяется не скачками, а непрерывно, в результате чего вместо вертикальных отрезков кривой н. с. появляются наклонные линии.

Для кривых н. с. данной обмотки, построенных для различных моментов времени, характерны две формы, одна из которых соответствует моменту времени, когда ток в одной из фаз (например, в фазе A) имеет максимальное значение, а другая — моменту времени, когда ток в какой-либо фазе (например, в фазе B) равен нулю. Назовем эти формы крайними.

На рис. 4-11 представлены кривые н. с. трехфазной диаметральной обмотки с полным шагом при $q=1$ для различных моментов времени и разложение кривой н. с. на гармонические.

На рис. 4-12 в качестве иллюстрации к сказанному изображена на протяжении двойного полюсного деления кривая н. с. трехфазной однослойной обмотки с полным шагом при $q=2$ для момента времени, когда $i_A = I_m$ и $i_B = i_C = -0{,}5\, I_m$.

На рис. 4-13, *а*, *б* представлены кривые н. с. двухслойной равномерно распределенной обмотки с полным шагом ($\beta=1{,}0$) для двух моментов времени, отличающихся на 30°, а также синусои-

дальная кривая основной гармонической н. с. На рис. 4-14 все эти кривые совмещены для того, чтобы можно было учесть те изменения, которым подвергаются н. с. при своем перемещении вдоль воздушного зазора. В нижней части рис. 4-14 кривая A изобра-

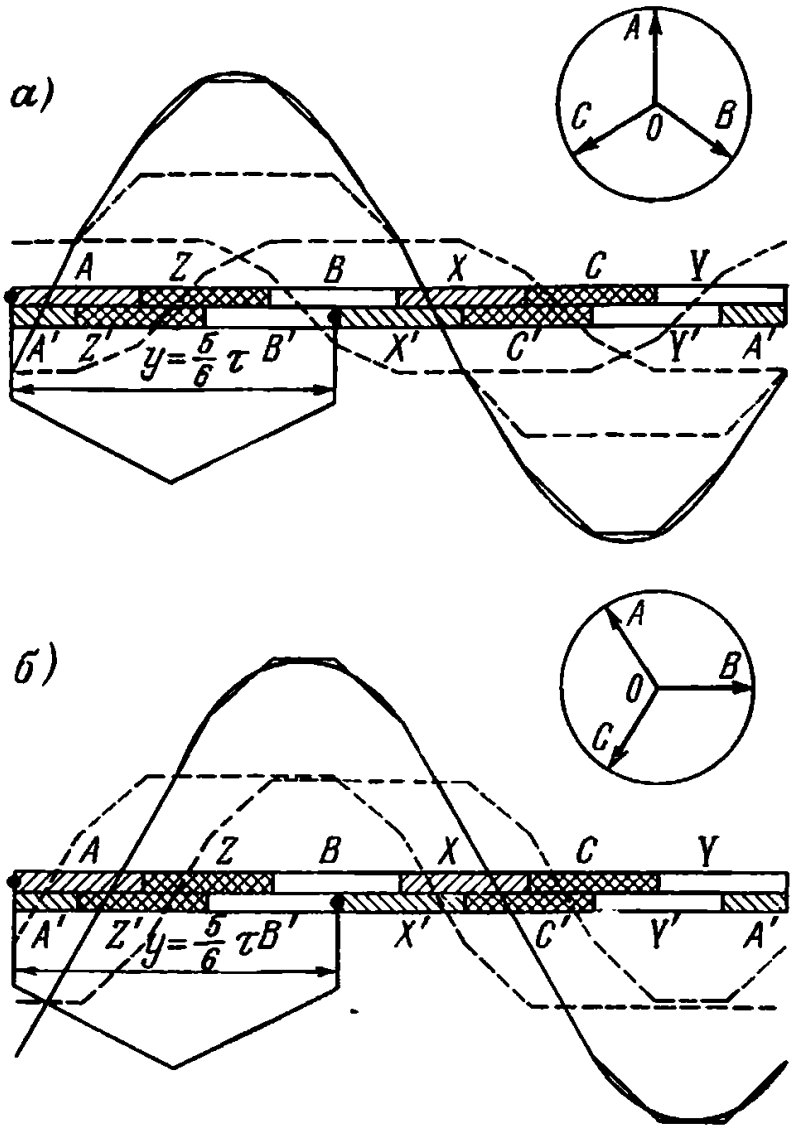


Рис. 4-15. Кривые н. с. двухслойной равномерно распределенной обмотки с относительным шагом $\beta=5/6$ для двух моментов времени

жает разности н. с. для указанных моментов времени, дающих крайние формы н. с., а кривые B и C — разности между крайними формами н. с. и синусоидальной кривой основной гармонической н. с.

На рис. 4-15, *а*, *б* представлены кривые н. с. двухслойной равномерно распределенной обмотки с укороченным шагом $y=\frac{5}{6}\tau$ для тех же моментов времени, что и на рис. 4-13.

Сравнение кривых н. с. с полным шагом и укороченным шагом при $\beta=5/6=0{,}833$ показывает, что в последнем случае кривая н. с. значительно ближе совпадает с синусоидальной кривой н. с., чем при полном шаге. Это положение следует также из анализа полученных выражений для н. с. При $\beta=5/6$ согласно (2-29) имеем:

$$\frac{k_{y5}}{k_{y1}}=\frac{\sin\left(5\frac{5}{6}\frac{\pi}{2}\right)}{\sin\left(\frac{5}{6}\frac{\pi}{2}\right)}=$$

$$=\frac{0{,}259}{0{,}966}=0{,}268$$

или

$$\frac{k_{y7}}{k_{y1}}=\frac{\sin\left(7\frac{5}{6}\frac{\pi}{2}\right)}{\sin\left(\frac{5}{6}\frac{\pi}{2}\right)}=$$

$$=\frac{0{,}259}{0{,}966}=0{,}268.$$

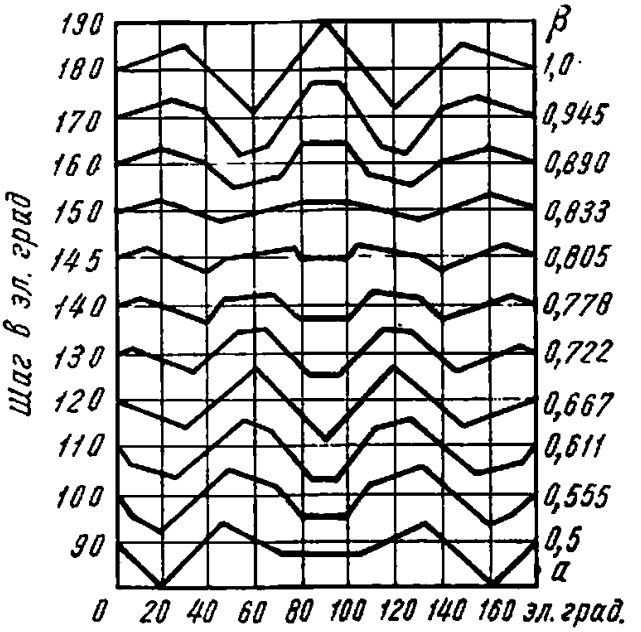


Рис. 4-16. Разности кривых н. с. для двух моментов времени, отличающихся на 30°, при различных укорочениях шага

Поэтому при укороченном шаге ($\beta=5/6$) пятая и седьмая гармонические уменьшаются до 0,268 своего значения при диаметральном (полном) шаге, вследствие чего относительное содержание гармонических заметно уменьшается.

Для сравнения влияния укорочения шага на относительную величину высших гармонических на рис. 4-16 даны разности между н.с. для двух основных моментов времени, отличающихся на 30°, при различных укорочениях шага — от $\beta=1{,}0$ до $\beta=0{,}5$. Из этих кривых видно, что наилучшие результаты дает укорочение шага в пределах от $\beta=0{,}833$ до $\beta=0{,}805$. При $\beta=0{,}667$ получается такое же содержание гармонических, как и при $\beta=1{,}0$.

Пример. Определим амплитуды для основной и высших гармонических н. с. $\nu=1$, 5, 7 для синхронного генератора с $q=4$, рассмотренного в примере гл. 2. Пользуясь приведенными там и дополнительно полученными данными, по формулам (4-35) и (4-39) получаем:

$$F_1=1{,}35\cdot\frac{72\cdot0{,}925}{6}\cdot865=13\,000\ a;$$

$$F_5=1{,}35\cdot\frac{72\cdot0{,}053}{5\cdot6}\cdot865=148\ a;\qquad F_7=1{,}35\cdot\frac{72\cdot0{,}041}{7\cdot6}\cdot865=82\ a.$$

Как видно из данного примера, высшие гармонические н. с. в этом случае получаются весьма малыми по сравнению с н. с. основной гармонической.

4-6. Н. с. дробных обмоток

Кривую н.с. дробной обмотки можно построить графическим способом, указанным в предыдущем параграфе, но так как симметричная часть обмотки занимает не два, а $2p : t$ полюсных деления, где t — общий наибольший делитель числа пазов Z и p (см. § 3-6), то и кривую н.с. нужно строить, по крайней мере, для $2p : t$ полюсных делений.

На рис. 4-17 на протяжении 4τ изображена кривая н.с. рассмотренной в гл. 3 (рис. 3-15) трехфазной двухслойной обмотки с данными: $Z = 30$, $2p = 8$, $t = 2$, $q = 1\frac{1}{4}$ для момента времени, когда ток в фазе A максимален.

Как видно из рис. 4-17, н.с. образует четыре ступенчатых полюса, однако период кривой составляет не 2τ, а 4τ, и поэтому кривая

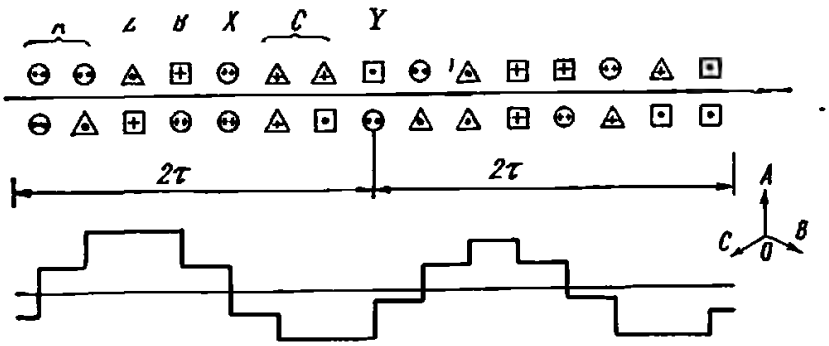


Рис. 4-17. Кривая н. с. трехфазной двухслойной обмотки с $q = 1\frac{1}{4}$ и $\beta = 0{,}8$.

содержит также гармоническую с периодом, в два раза превышающим период основной волны. Таким образом, дробная обмотка создает также низшие гармонические н.с., вращающиеся со скоростью, во столько раз большей скорости основной гармонической, во сколько раз больше их пространственный период.

Кроме того, так как кривая на рис. 4-17 несимметрична относительно оси абсцисс, то можно заключить, что дробная обмотка создает наряду с нечетными гармоническими также четные.

Амплитуды гармонических н.с. дробной обмотки можно вычислять по тем же выражениям, что и для обмотки с целым q, если определить надлежащим образом обмоточные коэффициенты. Можно показать, что обмоточные коэффициенты для тех гармонических, которые содержатся и в кривой н. с. с дробным q ($\nu = 1$, 3, 5, 7, ...), вычисляются по таким же формулам, как и при целом q, если в них вместо q подставлять эквивалентное число пазов на полюс и фазу дробной обмотки $q_э = ac + b$.

4-7. Магнитное поле обмотки переменного тока

При равномерном воздушном зазоре и отсутствии насыщения магнитная индукция в зазоре B пропорциональна н.с. F_a:

$$B = \lambda_\delta F_a,$$

где

$$\lambda_\delta = \mu_0/\delta \qquad (4\text{-}45)$$

представляет собой удельную проводимость воздушного зазора [см. формулу (4-14)].

При наличии зубцов и пазов магнитное поле искажается. На рис. 4-18 сплошной линией показана кривая поля, создаваемая основной гармонической н. с., когда одна из поверхностей воздушного зазора является зубчатой. Если из этой кривой выделить основную гармоническую, то ее амплитуда B_m будет меньше амплитуды B'_m при равномерном зазоре. С достаточной точностью можно считать, что $B'_m/B_m = k_\delta$, где k_δ — коэффициент воздушного зазора.

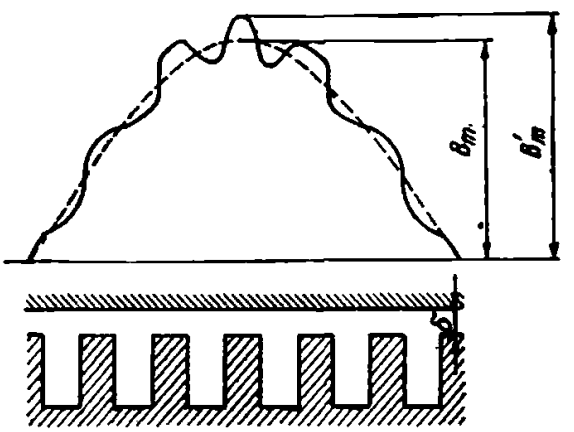


Рис. 4-18. Изменения кривой поля, вызываемые наличием зубцов

Таким образом, при неравномерности зазора, вызванной наличием зубцов и пазов, для вычисления основной гармонической поля, созданной основной гармонической н. с., проводимость зазора нужно принять равной

$$\lambda_\delta = \frac{\mu_0}{k_\delta \delta}. \qquad (4\text{-}46)$$

Если сталь насыщена, то магнитная индукция в зазоре также уменьшается, а кроме того, и искажается. Например, основная гармоническая н. с. при наличии насыщения стали создает уже не синусоидальную форму поля, а приплюснутую. Однако это искажение сравнительно невелико, так как вследствие наличия воздушного зазора и умеренных индукций в стали при нормальных режимах работы магнитное сопротивление стальных участков магнитной цепи относительно мало. Можно считать, что амплитуда основной гармонической поля от основной гармонической н. с. уменьшается. Степень этого уменьшения соответствует коэффициенту насыщения k_μ, равному при данном магнитном состоянии стали отношению всей н. с. магнитной цепи к н. с. воздушного зазора. Коэффициент k_μ определяется по данным расчета магнитной цепи из кривой холостого хода машины.

Следовательно, с учетом зубчатости поверхностей воздушного зазора и насыщения проводимость воздушного зазора при расчете основной гармонической поля нужно принять равной

$$\lambda_\delta = \frac{\mu_0}{k_\delta k_\mu \delta}. \qquad (4\text{-}47)$$

Сложнее обстоит дело с высшими гармоническими н. с., на поле которых неравномерность зазора оказывает большее влияние. Неравномерность зазора приводит, кроме того, к появлению

дополнительных гармонических поля, как это видно из рис. 4-18. При ориентировочных расчетах можно принять, что неравномерность зазора и насыщение оказывают на поле высших гармонических такое же влияние, как и на поле основной гармонической, т. е. можно пользоваться соотношением (4-47).

Влияние явнополюсной конструкции ротора синхронной машины на основную гармоническую поля обмотки переменного тока рассматривается в гл. 8.

Глава пятая

ИНДУКТИВНЫЕ СОПРОТИВЛЕНИЯ ОБМОТОК МАШИН ПЕРЕМЕННОГО ТОКА

5-1. Индуктивные сопротивления от магнитных полей воздушного зазора

При анализе н. с. обмоток переменного тока (см. § 4-4) уже указывалось, что каждая гармоническая н. с. обмотки при равномерном зазоре создает синусоидально распределенную волну магнитного поля, причем все гармонические поля индуктируют в создавшей их обмотке э. д. с. основной частоты.

Э. д. с., индуктированная в фазе обмотки ν-й гармонической поля, созданной данной фазой, является э. д. с. самоиндукции фазы обмотки от ν-й гармонической поля. Если рассматривается э. д. с. в фазе, созданная ν-й гармонической поля данной и других фаз той же обмотки при симметричной нагрузке, то эта э. д. с. может быть названа э. д. с. самоиндукции фазы от ν-й гармонической с учетом взаимоиндукции других фаз.

Если активная сталь машины не насыщена, то рассматриваемые гармонические магнитного поля в воздушном зазоре, а также индуктированные ими э. д. с. пропорциональны току обмотки I, и учет этих э. д. с. в обмотке может быть произведен в виде падения напряжения в данной обмотке от тока I в соответствующим образом рассчитанных индуктивных сопротивлениях.

Рассчитаем индуктивные сопротивления, соответствующие гармоническим магнитного поля в воздушном зазоре.

Амплитуда ν-й гармонической н. с. F_ν определяется по формуле (4-39). При равномерном зазоре шириной δ по всей окружности гармоническая н. с. создает синусоидально распределенную гармоническую поля с амплитудой $B_{\nu m} = \frac{\mu_0}{\delta} F_\nu$.

В действительности зазор вследствие наличия пазов и зубцов является неравномерным. В машине неявнополюсной конструкции это обстоятельство в первом приближении можно учесть делением полученного значения $B_{\nu m}$ на коэффициент воздушного зазора k_δ (см. ч. I, гл. 2), что дает достаточно точные результаты для основной гармонической поля и несколько менее точные для высших

гармонических. Аналогично введением коэффициента k_μ может быть принято во внимание насыщение стали (см. § 4-7). Тогда для $B_{\nu m}$ получим:

$$B_{\nu m} = \frac{\mu_0}{k_\delta k_\mu \delta} F_\nu. \tag{5-1}$$

Так как полюсное деление высшей гармонической

$$\tau_\nu = \frac{\tau}{\nu} = \frac{\pi D}{2\nu p},$$

то магнитный поток ν-й гармонической будет

$$\Phi_\nu = \frac{2}{\pi} B_{\nu m} \tau_\nu l = \frac{\mu_0 D l}{k_\delta k_\mu \delta} \frac{1}{\nu p} F_\nu. \tag{5-2}$$

Здесь и ниже D — диаметр расточки статора. Специалист фирмы «Броун—Бовери» [123, 124] предлагает в качестве расчетного диаметра принимать средний диаметр по зазору машины, т. е. $D_{\text{расч}} = (D + D_2)/2$, где D_2 — диаметр ротора.

В машинах с относительно большим воздушным зазором (турбогенераторы) расчетный диаметр заметно меньше диаметра расточки статора, что приводит к некоторому увеличению значений линейной нагрузки, магнитной индукции и изменению расчетных значений параметров.

Подставив Φ_ν в формулу (2-38), получим э. д. с., индуктируемую ν-й гармонической в обмотке.

Индуктивное сопротивление самоиндукции обмотки, с учетом взаимоиндукции от других фаз, для ν-й гармонической $x_\nu = E_\nu / I$ найдем, учитывая значения F_ν по (4-39) и подставляя $f_\nu = f$, в следующем виде:

$$x_\nu = 2mf \frac{\mu_0 D l}{k_\delta k_\mu \delta} \frac{w^2 k_{\text{об}\nu}^2}{\nu^2 p^2}. \tag{5-3}$$

Как и всякое индуктивное сопротивление, x_ν пропорционально частоте f и квадрату числа витков w.

Амплитуда н. с. всей m-фазной обмотки больше амплитуды н. с. одной фазы в $m/2$ раз. Поэтому сопротивление самоиндукции фазы обмотки от ν-й гармонической поля в собственном смысле этого слова, т. е. от собственного поля данной фазы,

$$x'_\nu = 4f \frac{\mu_0 D l}{k_\delta k_\mu \delta} \frac{w^2 k_{\text{об}\nu}^2}{\nu^2 p^2}. \tag{5-4}$$

Как видно из (5-3) и (5-4), сопротивления x_ν и x'_ν быстро уменьшаются с увеличением порядка гармонической ν. Главные физические процессы в машине связаны с основной гармонической поля ($\nu = 1$). Поэтому по своей величине основную роль играет сопротивление самоиндукции фазы с учетом взаимоиндукции от других фаз для основной волны

$$x_1 = 2mf \frac{\mu_0 D l}{k_\delta k_\mu \delta} \frac{w^2 k_{\text{об}1}^2}{p^2} \tag{5-5}$$

и собственное сопротивление самоиндукции фазы для основной гармонической

$$x'_1 = 4f \frac{\mu_0 D l}{k_\delta k_\mu \delta} \frac{w^2 k_{\text{об}1}^2}{p^2}. \tag{5-6}$$

Гармонические поля данной обмотки, например статора, индуктируют также э. д. с. взаимоиндукции в других обмотках машины, например в обмотке ротора. Соответствующие сопротивления взаимоиндукции получим, если в (5-3), (5-4), (5-5) и (5-6) заменим $w^2k^2_{об\nu}$ на $w_1w_2k_{об_1\nu}k_{об_2\nu}$, где 1 и 2 — индексы обмоток. При этом вместо f надо подставлять реальную частоту э. д. с. взаимоиндукции, а вместо m — число фаз той обмотки, током которой индуктируется рассматриваемая э. д. с. Так как часто $m_1 \neq m_2$, то, вообще говоря, и $x_{12} \neq x_{21}$.

Соответствующие коэффициенты само- и взаимоиндукции обмоток можно получить путем деления сопротивлений x на $\omega = 2\pi f$.

5-2. Общие выражения для индуктивного сопротивления рассеяния

Основные физические процессы в машине, в том числе основные процессы взаимоиндукции между обмотками машины, происходят с участием основной гармонической поля в воздушном зазоре. Все другие магнитные поля обмотки (поле в пазах, в лобовых частях и высшие гармонические поля) либо вовсе не сцепляются с другой обмоткой и не индуктируют в ней э. д. с. взаимоиндукции (поле в пазах, если в них расположена только одна обмотка), либо сцепляются с другой обмоткой весьма слабо (поля лобовых частей и высших гармонических) и их взаимоиндуктивные связи имеют второстепенное значение, вследствие чего эти связи могут быть при рассмотрении большинства вопросов оставлены без внимания.

Все эти поля относят к полю рассеяния обмотки, главная их роль сводится к индуктированию в обмотке э. д. с. самоиндукции или так называемой э. д. с. рассеяния, учет которой производится посредством индуктивного сопротивления рассеяния.

Поля рассеяния встречают на своем пути главным образом сопротивления воздушных промежутков, поэтому сопротивлением стали можно практически пренебрегать и считать, что индуктивность рассеяния $L_\sigma = \text{const}$.

Электродвижущая сила рассеяния

$$e_\sigma = -\frac{d(L_\sigma i)}{dt} = -L_\sigma \frac{di}{dt}.$$

Но $i = I_m \sin \omega t$, и поэтому

$$e_\sigma = -\omega L_\sigma I_m \cos \omega t = -x_\sigma I_m \cos \omega t.$$

Здесь x_σ — индуктивное сопротивление рассеяния, равное

$$x_\sigma = \omega L_\sigma. \tag{5-7}$$

Индуктивность рассеяния обмотки в общем случае

$$L_\sigma = \frac{\Sigma w_x \Phi_x}{i}, \tag{5-8}$$

где Φ_x — поток трубки магнитной индукции, сцепленный с числом витков w_x, и суммирование распространяется на все трубки индукции.

Для одной стороны катушки с числом проводников в пазу $s_п$, заложенной в один паз, имеем:

$$L_{σ1} = \frac{\Sigma s_x \Phi_x}{i}.$$

Здесь поток $\Phi_x = s_x i / R_x$, а магнитное сопротивление трубки $R_x = \frac{b_x}{\mu_x Q_x}$, где b_x — длина трубки потока рассеяния, а Q_x — ее сечение, которое можно считать постоянным. Так как поля рассеяния замыкаются через воздух, то можно положить $\mu_x = \mu_0$.

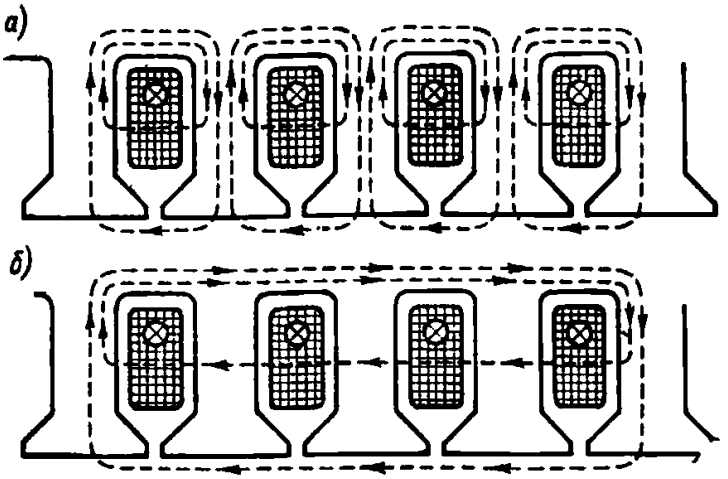


Рис. 5-1. Магнитное поле пазового рассеяния

Если выразить магнитное сопротивление R_x через обратную ему величину магнитной проводимости Λ_x, то

$$\Lambda_x = 1/R_x = \lambda_x' l_x \mu_0,$$

где λ_x' представляет собой коэффициент магнитной проводимости потока рассеяния на единицу длины витка. Отсюда

$$\Phi_x = s_x \Lambda_x i = \mu_0 s_x \lambda_x' l_x i$$

и

$$L_{σ1} = \mu_0 \sum s_x^2 \lambda_x' l_x. \qquad (5\text{-}9)$$

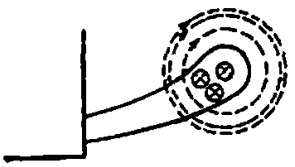
В общем случае потоки Φ_x сцепляются с различными числами проводников s_x (рис. 5-1, *а*).

Преобразуем выражение для потокосцепления $\Sigma \Phi_x s_x$ таким образом, чтобы поток рассеяния Φ_x, сцепляясь с полным числом проводников в пазу $s_п$, давал равное потокосцепление. Для этого заменим в (5-9) произведение $s_x^2 \lambda_x'$ на $s_п^2 \lambda_x$, где $\lambda_x = \left(\frac{s_x}{s_п}\right)^2 \lambda_x'$ представляет собой эквивалентную проводимость для того случая, когда поток рассеяния сцепляется с полным числом проводников $s_п$, заложенных в паз. Тогда

$$L_{σ1} = \mu_0 s_п^2 \sum \left(\frac{s_x}{s_п}\right)^2 \lambda_x' l_x = \mu_0 s_п^2 \sum \lambda_x l_x. \qquad (5\text{-}10)$$

Если обмотка данной фазы заложена не в одном пазу, а в q пазах, то э.д.с. рассеяния пазов возрастает в q раз. Действительно, картину потоков рассеяния (рис. 5-1, *а*), на которой вокруг каждого паза создается свое поле рассеяния, можно заменить картиной (рис. 5-1, *б*), на которой все q пазов охватываются одним общим потоком рассеяния. Так как н.с. q пазов возрастает в q раз по сравнению с н.с. одного паза, но вместе с тем во столько же раз возрастает и магнитное сопротивление, то величина магнитного потока рассеяния остается прежней, а потокосцепление и э.д.с. рассеяния возрастают в q раз.

Если, например, мы имеем однослойную обмотку с p парами полюсов и все p групп секции включены последовательно, то э.д.с. и индуктивное сопротивление рассеяния возрастут в p раз. Общее число последовательно соединенных витков при этом $w = s_п qp$. Поэтому индуктивность рассеяния фазы обмотки, обусловленного полем рассеяния пазов,



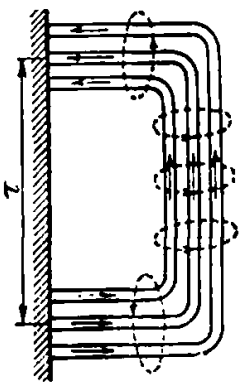


Рис. 5-2. Магнитное поле лобового рассеяния

$$L_{σп} = qpL_{σ1} = s_п^2 qpμ_0 \sum λ_x l_x = \frac{μ_0 w^2 \sum λ_x l_x}{pq}. \quad (5\text{-}11)$$

Индуктивное сопротивление рассеяния пазов всей фазы обмотки

$$x_{σп} = ωL_{σп} = 2πfμ_0 \frac{w^2}{pq} \sum λ_x l_x. \quad (5\text{-}12)$$

Полученное выражение будет пригодно для всех типов обмоток, если вычислять надлежащим образом сумму $\Sigma λ_x l_x$.

Индуктивное сопротивление лобовых частей однослойных обмоток зависит от числа проводников, идущих совместно в тесном соприкосновении друг с другом. В двухплоскостной однослойной обмотке вся группа проводников, выходящих из q пазов, составляет один общий пучок проводников, охватываемых общим потоком рассеяния (рис. 5-2). Поэтому э. д. с. рассеяния и индуктивное сопротивление лобовых частей возрастают в q^2 раз, и в данном случае

$$x_{σл} = 2πfs_п^2 q^2 pμ_0 \sum λ_x l_x = 2πfμ_0 \frac{w^2}{pq} q \sum λ_x l_x. \quad (5\text{-}13)$$

В трехплоскостной однослойной обмотке на участках прямолинейных вылетов лобовых частей индуктивное сопротивление возрастает в q^2 раз, а на участках, где провода расходятся в две стороны, сопротивление возрастает только в $(q/2)^2$ раз. Можно принять, что в трехплоскостной обмотке проводимость на единицу длины в 1,5 раза меньше, чем в двухплоскостной.

В двухслойных обмотках типа обмоток постоянного тока длина лобовых частей относительно мала. Согласно данным завода «Электросила» имени С. М. Кирова, в этом случае индуктивное сопро-

тивление лобовых частей по сравнению с двухплоскостной обмоткой снижается примерно в два раза.

Так как для пазовой части и головок зубцов нужно принять $l_x = 2l$, где l — длина активной стали, а для лобовой части $l_x = 2l_л$, где $l_л$ — длина лобовой части, то в общем случае для суммарного пазового и лобового рассеяния можно представить $\Sigma\lambda_x l_x$ в виде:

$$\sum \lambda_x l_x = 2l\lambda_п + 2l_л\lambda_л q = 2l\left(\lambda_п + q\lambda_л \frac{l_л}{l}\right), \qquad (5\text{-}13а)$$

где $\lambda_п$ — эквивалентная проводимость для пазовых полей рассеяния и $\lambda_л$ — эквивалентная проводимость лобовых частей.

Таким образом, формула для индуктивного сопротивления пазовых и лобовых частей получает следующий вид:

$$\boxed{x_{сп\ л} = 4\pi f\mu_0 \frac{lw^2}{pq}\left(\lambda_п + q\lambda_л \frac{l_л}{l}\right).} \qquad (5\text{-}14)$$

Здесь $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$ *гн/м* $= 1{,}26 \cdot 10^{-8}$ *гн/см*.

Высшие гармонические поля обмотки в зазоре составляют так называемое поле дифференциального рассеяния этой обмотки. Индуктивное сопротивление дифференциального рассеяния с приближением получим, просуммировав все x_ν по (5-3) для $\nu > 1$.

В машинах с относительно малым воздушным зазором сопротивление дифференциального рассеяния может иметь тот же порядок, что и сопротивления пазового или лобового рассеяния.

5-3. Пазовая проводимость

Картина распределения потока рассеяния $\Phi_{сп}$ по высоте паза представлена на рис. 5-3. Магнитным сопротивлением стали мы пренебрегаем. Поэтому, допуская, что магнитные линии повсюду проходят через паз прямолинейно и параллельно друг другу, для каждой элементарной трубки можно считать, что ее длина, определяющая магнитное сопротивление, равна ширине паза в данном месте.

Для потоков рассеяния, охватывающих полное число проводников паза $s_п$, магнитная проводимость трубки на единицу длины паза λ_x определяется как отношение ширины трубки по высоте паза к ее длине по ширине паза. Таким образом, для паза (рис. 5-3, *а*) проводимость равна:

для участка с высотой h_2

$$\lambda_{п2} = \frac{h_2 \cdot 1}{b_1} = \frac{h_2}{b_1};$$

для участка с высотой h_3

$$\lambda_{п3} = \frac{h_3}{\frac{1}{2}(b_1 + b_2)} = \frac{2h_3}{b_1 + b_2};$$

для участка с высотой h_4

$$\lambda_{п1} = \frac{h_4 \cdot 1}{b_2} = \frac{h_4}{b_2}.$$

Для потоков рассеяния, охватывающих только часть проводников по высоте h_1 (рис. 5-3, *а*), нужно определить эквивалентную проводимость, соответствующую потоку рассеяния, который охватывал бы все $s_п$ проводников паза.

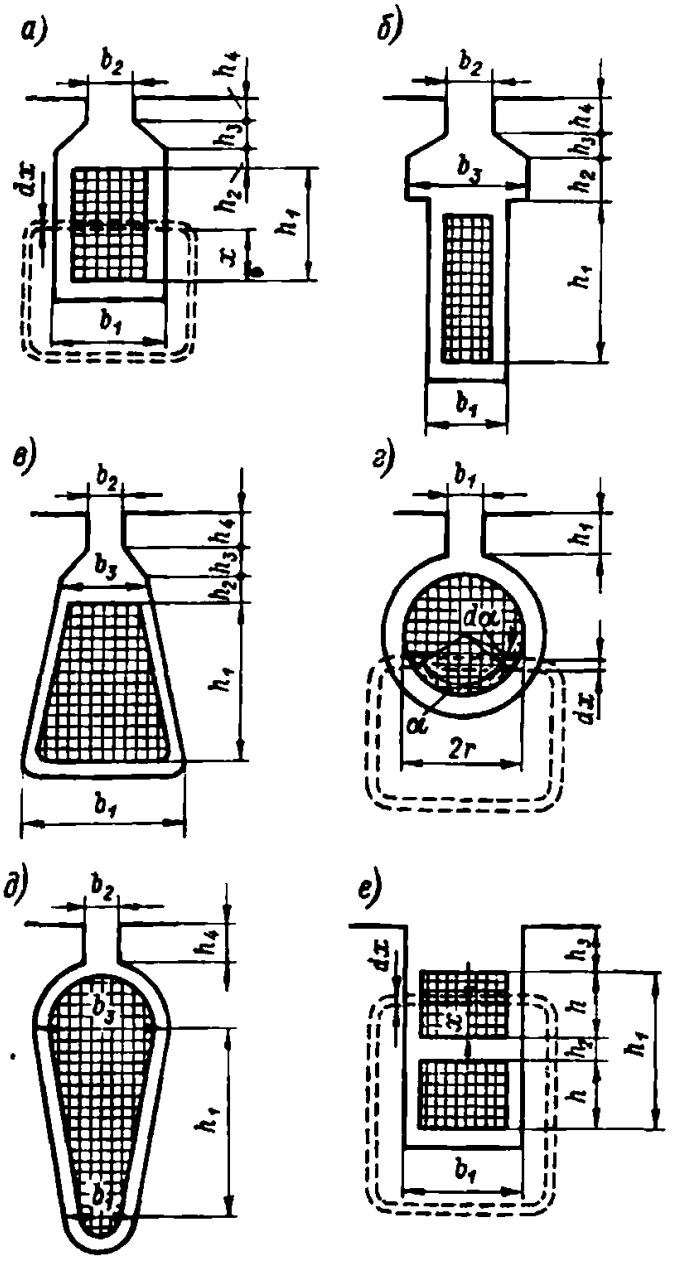


Рис. 5-3. К вычислению проводимости пазов

Элементарная трубка шириной dx, находящаяся на высоте x от основания проводника (рис. 5-3, *а*), имеет элементарную магнитную проводимость

$$\lambda'_x = \frac{dx \cdot 1}{b_1} = \frac{dx}{b_1}.$$

Эта трубка сцепляется с числом проводников паза

$$s_x = s_п \frac{x}{h_1}.$$

Потокосцепление этой трубки на единицу длины якоря пропорционально

$$s_x^2 \lambda'_x = \frac{s_п^2}{h_1^2 b_1} x^2 \, dx.$$

Общее потокосцепление для всех проводников, занимающих высоту h_1, пропорционально

$$\sum_0^{h_1} s_x^2 \lambda_x = \int_0^{h_1} \frac{s_п^2}{h_1^2 b_1} dx = s_п^2 \frac{h_1}{3b_1} = s_п^2 \lambda_{п1}.$$

Полная эквивалентная проводимость всего паза

$$\lambda_п = \lambda_{п1} + \lambda_{п2} + \lambda_{п3} + \lambda_{п4} = \frac{h_1}{3b_1} + \frac{h_2}{b_1} + \frac{2h_2}{b_1 + b_2} + \frac{h_4}{b_2}. \qquad (5\text{-}15а)$$

Для формы паза, изображенной на рис. 5-3, *б*, получается подобным же образом проводимость

$$\lambda_{\text{п}} = \frac{h_1}{3b_1} + \frac{h_2}{b_3} + \frac{2h_3}{b_2 + b_3} + \frac{h_4}{b_2}. \qquad (5\text{-}15\text{б})$$

Для формы паза (рис. 5-3, *в*)

$$\lambda_{\text{п}} = \frac{2h_1}{3(b_1 + b_3)} + \frac{h_2}{b_3} + \frac{2h_3}{b_2 + b_3} + \frac{h_4}{b_2}. \qquad (5\text{-}15\text{в})$$

Для круглого паза, равномерно заполненного проводниками, элементарная трубка шириной dx, с удельной магнитной проводимостью

$$\frac{dx}{2r\sin\frac{\alpha}{2}} = \frac{d\left(-r\cos\frac{\alpha}{2}\right)}{2r\sin\frac{\alpha}{2}} = \frac{d\alpha}{4}$$

сцепляется с числом проводников

$$s_x = \frac{s_{\text{п}}}{\pi r^2}\left(\frac{\alpha r^2}{2} - \frac{r^2\sin\alpha}{2}\right) = \frac{s_{\text{п}}}{2\pi}(\alpha - \sin\alpha).$$

Следовательно, потокосцепление круглого паза пропорционально

$$\int_0^{2\pi}\left(\frac{s_x}{s_{\text{п}}}\right)^2\frac{d\alpha}{4} = \int_0^{2\pi}\frac{(\alpha-\sin\alpha)^2}{16\pi^2}d\alpha = \frac{1}{16\pi^2}\left(\frac{8\pi^3}{3} + 4\pi + \pi\right) = 0{,}623.$$

Полная эквивалентная проводимость всего круглого паза по рис. 5-3, *г*

$$\lambda_{\text{п}} = 0{,}623k_{\text{кр}} + \frac{h_1}{b_1}. \qquad (5\text{-}15\text{г})$$

При массивном круглом проводнике необходимо учесть экранирование полей рассеяния посредством коэффициента $k_{\text{кр}} > 1$.

Для формы паза по рис. 5-3, *д*

$$\lambda_{\text{п}} = \frac{2h_1}{3(b_1 + b_3)} + 0{,}623 + \frac{h_4}{b_2}. \qquad (5\text{-}15\text{д})$$

Для двухслойной обмотки с распределением проводников в пазу согласно рис. 5-3, *е*, имеющей в верхнем и нижнем слоях по $s_{\text{п}}/2$ проводников, нужно учесть самоиндукцию проводников верхнего и нижнего слоев и их взаимоиндукцию.

Для потокосцепления самоиндукции рассеяния проводников нижнего слоя будем иметь:

$$\sum\lambda_{x1}s_{x1}^2 = \frac{s_{\text{п}}^2}{4}\left(\frac{h}{8b_1} + \frac{h_2 + h + h_3}{b_1}\right) = \frac{s_{\text{п}}^2}{4}\left(\frac{4h}{3b_1} + \frac{h_2 + h_3}{b_1}\right)$$

и для верхнего слоя

$$\sum \lambda_{x2} s_{x2}^2 = \frac{s_{\text{п}}^2}{4}\left(\frac{h}{3b_1} + \frac{h_3}{b_1}\right),$$

откуда соответствующие проводимости:

$$\lambda_{\text{п}1} = \frac{1}{4}\left(\frac{4h}{3b_1} + \frac{h_2 + h_3}{b_1}\right);$$

$$\lambda_{\text{п}2} = \frac{1}{4}\left(\frac{h}{3b_1} + \frac{h_3}{b_1}\right).$$

При полном шаге обмотки токи в верхнем и нижнем слоях одинаковы по величине, но при укороченном шаге в некоторых пазах слои проводников с током могут принадлежать различным фазам.

Потокосцепление элементарной трубки проводников нижнего слоя с проводниками верхнего слоя при диаметральном шаге (рис. 5-3, *е*) пропорционально

$$\frac{s_{\text{п}}}{2}\left(\frac{s_{\text{п}}}{2}\,\frac{x}{h}\right)\frac{dx}{b_1} = \frac{s_{\text{п}}^2}{4}\,\frac{x\,dx}{hb_1}.$$

Потокосцепление со всеми проводниками нижнего слоя от потока верхнего слоя, проходящего на высоте слоя h, пропорционально интегралу от предыдущего выражения:

$$\int_0^h \frac{s_{\text{п}}^2}{4}\,\frac{x\,dx}{hb_1} = \frac{s_{\text{п}}^2}{4}\,\frac{h}{2b_1}.$$

Кроме того, поток верхнего слоя, проходящий по верхней, свободной от проводников части паза, дает потокосцепление с проводниками нижнего слоя, пропорциональное

$$\frac{s_{\text{п}}^2}{4}\,\frac{h_3}{b_1}.$$

Поэтому потокосцеплению нижнего слоя от потока верхнего слоя соответствует проводимость

$$\lambda_{\text{п}12} = \frac{1}{4}\left(\frac{h}{2b_1} + \frac{h_3}{b_1}\right).$$

Аналогичным образом потокосцеплению верхнего слоя от потока нижнего слоя соответствует такая же проводимость:

$$\lambda_{\text{п}21} = \lambda_{\text{п}12} = \frac{1}{4}\left(\frac{h}{2b_1} + \frac{h_3}{b_1}\right).$$

Результирующая эквивалентная проводимость двухслойной обмотки с полным шагом, с пазом формы, изображенной на рис. 5-3, *е*,

$$\lambda_{\text{п}} = \lambda_{\text{п}1} + \lambda_{\text{п}2} + \lambda_{\text{п}12} + \lambda_{\text{п}21} = \frac{1}{4}\left(\frac{8h}{3b_1} + \frac{h_2}{b_1} + \frac{4h_3}{b_1}\right). \qquad (5\text{-}16)$$

Подставляя $h = \frac{h_1 - h_2}{2}$ (рис. 5-3, *е*), имеем:

$$\lambda_п = \frac{h_1}{3b_1} - \frac{h_2}{12b_1} + \frac{h_3}{b_1}, \qquad (5\text{-}17)$$

откуда, пренебрегая членом $\frac{h_2}{12b_1}$, получаем:

$$\lambda_п \approx \frac{h_1}{3b_1} + \frac{h_3}{b_1}. \qquad (5\text{-}18)$$

При укороченном шаге нижний слой будет сдвинут относительно верхнего на угол $(1 - \beta)\pi$.

На рис. 5-4 представлено распределение слоев обмотки при $q=2$ и $\beta=5/6=0{,}833$, в среднем из обведенных штриховой линией пазов оба слоя принадлежат фазе *A*; в правом из этих пазов только верхний слой принадлежит фазе *A*, а нижний слой — фазе *B*; в левом пазу нижний слой принадлежит фазе *A*, а верхний слой — фазе *C*. Токи соседних фаз трехфазной системы, расположенных по одну сторону от данной фазы, опережают ее ток на 60°, а токи фаз, расположенных по другую сторону, отстают на 60°; поэтому результирующая величина н. с. и проводимость рассеяния уменьшаются. Уменьшение проводимости для укороченного шага в пределах $^2/_3 < \beta < 1{,}0$, как показывает анализ этого вопроса, происходит в отношении

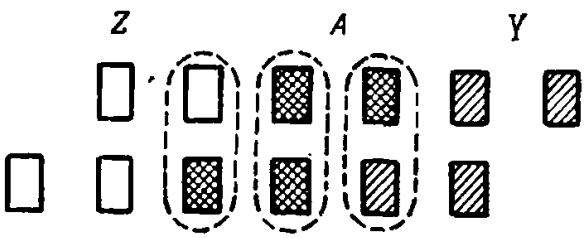


Рис. 5-4. Влияние укорочения шага на поле рассеяния пазов

$$k_s = \frac{3\beta + 1}{4}.$$

Таким образом, для двухслойной обмотки при шаге $2/3 < \beta < 1{,}0$ формула для эквивалентной проводимости паза по рис. 5-3, *е* может быть дана в следующем виде:

$$\lambda_п = \left(\frac{h_1}{3b_1} + \frac{h_3}{b_1}\right) k_s = \left(\frac{h_1}{3b_1} + \frac{h_3}{b_1}\right) \frac{3\beta + 1}{4}. \qquad (5\text{-}19)$$

5-4. Проводимость лобовых частей

Рассеяние лобовых частей поддается математическому учету значительно труднее, чем пазовое рассеяние. Ряд формул для определения проводимости рассеяния лобовых частей при различном их исполнении найден эмпирическим путем. Так как имеющиеся выводы формул лобового рассеяния достаточно сложны и, несмотря на это, все же приближенны, то мы дадим без вывода лишь некоторые наиболее употребительные формулы.

Для однослойных двухплоскостных обмоток (см. рис. 3-8) применяется формула

$$\Lambda_л = l_л\lambda_л = 0{,}67l_л - 0{,}43\tau. \qquad (5\text{-}20)$$

Если отдельные катушки не объединены в одну головку, но разделены на две головки, как это имеет место в однослойных трехплоскостных обмотках (см. рис. 3-7 и 3-9) и однофазных обмотках, то величина рассеяния получается примерно в $\sqrt{2}$ раза меньше, и, следовательно, в этом случае

$$\Lambda_л = l_л\lambda_л = 0{,}47l_л - 0{,}3\tau. \qquad (5\text{-}21)$$

Для двухслойной обмотки с конусообразными лобовыми частями с учетом аксиальных и тангенциальных полей лобовой части получается формула, дающая хорошие результаты для двухслойных корзиночных обмоток статоров трубо- и гидрогенераторов:

$$\Lambda_л = l_л\lambda_л = 0{,}57\tau k_s = 0{,}57\,\frac{2\beta - 1}{2}\,\tau, \qquad (5\text{-}22)$$

где коэффициент

$$k_s = \frac{2\beta - 1}{2}$$

учитывает влияние укорочения шага.

5-5. Индуктивное сопротивление дифференциального рассеяния

На основании (5-3) выражение для индуктивного сопротивления дифференциального рассеяния фазы обмотки с учетом взаимоиндукции от высших гармонических поля других фаз данной обмотки можно записать в виде:

$$x_д = \sum_{\nu>1} x_\nu = 2mf\,\frac{\mu_0\,Dl}{k_\delta k_\mu \delta}\,\frac{\omega^2}{p^2}\sum_{\nu>1}\frac{k^2_{обн}}{\nu^2}, \qquad (5\text{-}23)$$

где суммирование распространяется на все гармонические, кроме основной ($\nu = 1$).

Отношение $x_д$ к индуктивному сопротивлению от основной гармонической поля в воздушном зазоре x_1 [см. формулу (5-5)] называется коэффициентом дифференциального рассеяния:

$$k_д = \frac{x_д}{x_1} = \frac{1}{k^2_{об1}}\sum_{\nu>1}\frac{k^2_{обн}}{\nu^2}. \qquad (5\text{-}24)$$

На рис. 5-5 даются значения $k_д$ в функции относительного шага β для ряда значений q.

По известным значениям $k_д$ значение сопротивления дифференциального рассеяния может быть вычислено по формуле

$$x_д = k_д x_1 \qquad (5\text{-}25)$$

или, если придать выражению для $x_д$ вид формулы (5-14):

$$\boxed{x_д = \frac{4\pi f \mu_0 l w^2}{pq} \lambda_д,} \qquad (5\text{-}26)$$

где $\lambda_д$ — проводимость потока дифференциального рассеяния, на основе приведенных соотношений равная

$$\lambda_д = \frac{mqk_{об1}^2 \tau}{\pi^2 k_\delta k_\mu \delta} k_д = \frac{Zk_{об1}^2 \tau}{2p\pi^2 k_\delta k_\mu \delta} k_д. \qquad (5\text{-}27)$$

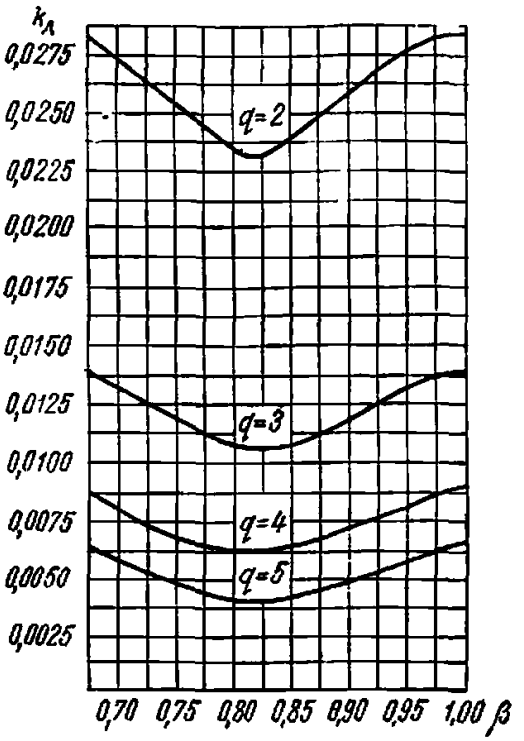


Рис. 5-5. Кривая коэффициента дифференциального рассеяния

Влияние неравномерности воздушного зазора при выводе использованной нами формулы (5-3) было учтено уменьшением амплитуд гармонических поля в k_δ раз. В действительности под воздействием открытий пазов дифференциальное рассеяние уменьшается в большей степени. При наличии на роторе короткозамкнутых обмоток типа беличьей клетки, а также при массивном роторе дифференциальное рассеяние обмотки статора уменьшается также вследствие заглушения полей высших гармонических ротором. В явнополюсных синхронных машинах $x_д$ уменьшается также вследствие ослабления поля в области междуполюсного пространства. Влияние указанных факторов в расчетной практике учитывается различными приближенными коэффициентами.

5-6. Индуктивности рассеяния для статорных и роторных обмоток синхронной машины

Индуктивное сопротивление рассеяния для статорной обмотки синхронной машины определяется по общим формулам, приведенным в данной главе для проводимостей и индуктивных сопротивлений электрических машин переменного тока.

Индуктивное сопротивление вторичной роторной системы явнополюсной синхронной машины для переходных динамических режимов определяется из общих принципов и геометрических соотношений, представленных на рис. 5-6.

Проводимость рассеяния обмотки возбуждения определяется по общему методу, как проводимость рассеяния паза, которым является условно пространство между полюсами:

$$\lambda_{вз} = 2\left[\frac{h_{m1}}{3c_{m1}} + \frac{h_{m2}}{c_{m2}} + \frac{h_p}{c_p} + \frac{(l_p - l) + 0{,}5h_m + 0{,}125b_m}{2l_p}\right]. \qquad (5\text{-}28)$$

Первые три члена учитывают проводимость по длине машины, а последний, четвертый, член учитывает проводимость по торцовой части полюсов.

Проводимости рассеяния демпферной системы складываются из проводимости рассеяния для пазовой части $\lambda_{д.п}$ и проводимости рассеяния для лобовой части $\lambda_{д.л}$. Первая проводимость опреде-

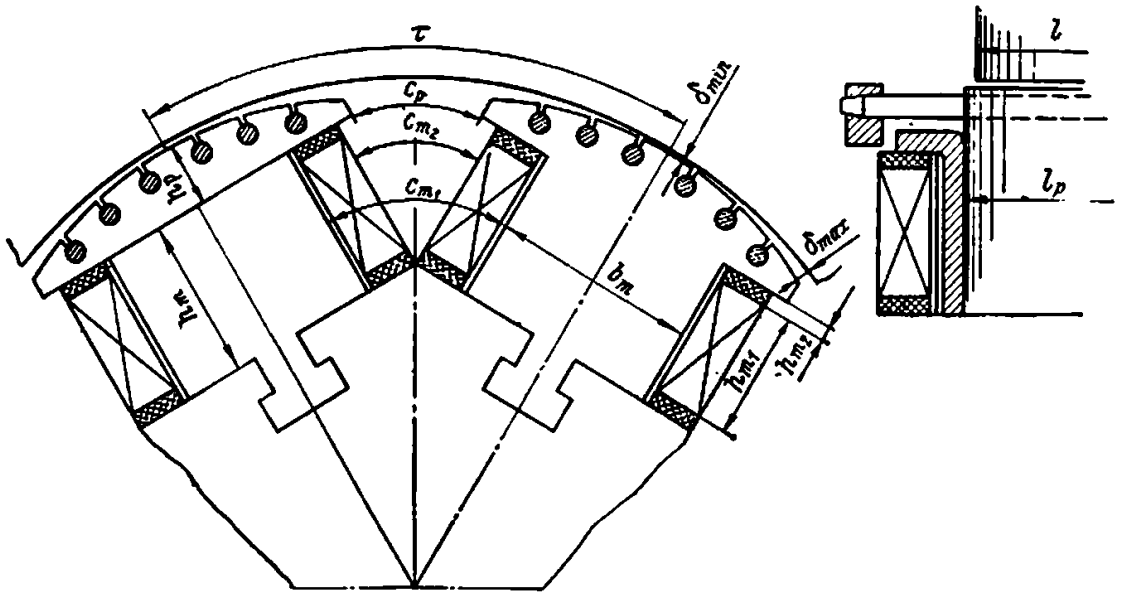


Рис. 5-6. Расположение полюсов явнополюсной синхронной машины

ляется по формуле (5-15г) для круглого паза (рис. 5-3, *г*), а вторая проводимость может определяться по формуле

$$\lambda_{д.л} \approx 0{,}06 \frac{\tau}{l} n_c, \qquad (5\text{-}29)$$

где n_c — число демпферных стержней на полюс.

Пример. Рассчитать индуктивные сопротивления обмоток статора и ротора трехфазного асинхронного двигателя с фазным ротором. Данные двигателя: $P_н = 250$ *квт*, $U_1 = 3000$ *в*, $\eta = 90\%$, $\cos\varphi_н = 0{,}89$, $2p = 6$, внешний диаметр статорной стали $D_a = 730$ *мм*, диаметр расточки статора $D = 523{,}3$ *мм*, полюсное деление $\tau = 275$ *мм*, длина активной стали с каналами 364 *мм*, радиальные вентиляционные каналы 6×10 *мм* $= 60$ *мм*, расчетная длина стали $l = 364 - \frac{1}{2} \cdot 60 = 334$ *мм*, число пазов статора $Z_1 = 90$, число последовательно соединенных витков статора $w_1 = 210$, число пазов на полюс и фазу $q_1 = 5$, шаг обмотки по пазам статора 1—13, относительный шаг обмотки статора $\beta_1 = 12/15 = 0{,}8$. Пазы статора (форма паза по рис. 5-3, *е*): $h = 18{,}5$ *мм*, $h_2 = 5$ *мм*, $h_1 = 42$ *мм*, $h_3 = 8$ *мм*, $b_1 = 9{,}8$ *мм*, обмоточные коэффициенты обмотки статора (см. пример в гл. 2), $k_{p1} = 0{,}957$, $k_{y1} = 0{,}951$, $k_{об1} = 0{,}91$. Проводимость рассеяния пазовой части обмотки статора $\lambda_п = 1{,}87$ [формула (5-17)] с учетом коэффициента сокращения пазовой части обмотки $k_{эп} = 0{,}85$ [формула (5-19)]. Проводимость рассеяния лобовой части обмотки статора $\lambda_л = 1{,}64$ [формулы (5-14) и (5-22)] с учетом коэффициента сокращения лобовой части обмотки $k_{эл} = 0{,}7$ [формула (5-22)]. Воздушный зазор $\delta = 1$ *мм*, коэффициент воздушного зазора $k_\delta = 1{,}6$, коэффициент насыщения магнитной цепи $k_\mu = 1{,}1$.

Проводимость дифференциального рассеяния

$$\lambda_д = \frac{3 \cdot 5 \cdot 0{,}91^2 \cdot 27{,}5}{\pi^2 \cdot 0{,}1 \cdot 1{,}6 \cdot 1{,}1} \cdot 0{,}004 = 0{,}08 \text{ [формула (5-27)]},$$

где коэффициент дифференциального рассеяния по кривым рис. 5-5 для $q=5$ и $\beta=0{,}8$ равен $k_д=0{,}004$.

Сумма проводимостей рассеяния

$$\Sigma \lambda_1 = 3{,}59.$$

Индуктивное сопротивление обмотки статора

$$x_1 = 4\pi \cdot 50 \cdot 1{,}26 \cdot 10^{-8} \frac{33{,}4 \cdot 210^2}{3 \cdot 5} 3{,}59 = 2{,}78 \text{ ом} \text{ [формула (5-14)]}.$$

Данные ротора: $Z_2=72$, $q_2=4$, число витков в фазе $w_2=24$, шаг обмотки диаметральный, поэтому $\beta_2=1$. Результирующий вторичный обмоточный коэффициент по табл. 2-2:

$$k_{об2} = k_{р2} = 0{,}958.$$

Проводимость рассеяния паза ротора (форма паза по рис. 5-3, *а*) с $h_1=38$ *мм*, $h_2=0{,}5$ *мм*, $h_3=1{,}5$ *мм*, $b_1=8{,}2$ *мм*, $b_2=1{,}5$ *мм*

$\lambda_{п2}=2{,}24$ [формула (5-15а)], $\lambda_{л2}=1{,}88$ [формула (5-22)].

Проводимость дифференциального рассеяния

$$\lambda_{д2} = \frac{3 \cdot 4 \cdot 0{,}958^2 \cdot 27{,}5}{\pi^2 \cdot 0{,}1 \cdot 1{,}6 \cdot 1{,}1} 0{,}008 = 1{,}4 \text{ [формула (5-27)]},$$

где коэффициент дифференциального рассеяния по кривым рис. 5-5 для $q_2=4$ и $\beta_2=1{,}0$ равен $k_д=0{,}008$.

Сумма проводимостей рассеяния $\Sigma\lambda_2=5{,}52$.

Индуктивное сопротивление обмотки ротора

$$x_2 = 4\pi \cdot 50 \cdot 1{,}26 \cdot 10^{-8} \frac{33{,}4 \cdot 24^2}{3 \cdot 4} 5{,}52 = 0{,}07 \text{ ом} \text{ [формула (5-14)]}.$$

Индуктивное сопротивление вторичной цепи, приведенное к первичной цепи:

$$x_2' = 0{,}07 \left(\frac{210 \cdot 0{,}91}{24 \cdot 0{,}958} \right)^2 = 4{,}7 \text{ ом}.$$

Глава шестая

НАГРЕВАНИЕ И ОХЛАЖДЕНИЕ ВРАЩАЮЩИХСЯ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ МАШИН

6-1. Применяемые в электромашиностроении изолирующие материалы и предъявляемые к ним требования

Потери электрической и механической энергии в электрических машинах происходят в результате превращения этих видов энергии в тепло, которое нагревает отдельные части машины. Для надежной работы электрической машины нагревание любой ее части должно ограничиваться определенными пределами.

Наиболее важной и тяжелой задачей является обеспечение надежной работы изоляции обмоток машины, так как изолирую-

щие материалы приходят в негодность уже при относительно невысоких температурах. Поэтому допускаемая нагрузка машины определяется прежде всего допускаемой температурой для применяемых в ней изолирующих материалов.

Изолирующие материалы, применяемые в электромашиностроении, делятся по нагревостойкости на классы Y, A, E, B, F, H и C. К классу изоляции *Y* относятся не пропитанные жидким электроизоляционным материалом и не погруженные в него волокнистые материалы из целлюлозы и шелка, а также соответствующие данному классу другие материалы и сочетания материалов. Температура, характеризующая нагревостойкость материалов класса Y, равна 90° С. В класс А входят пропитанные жидким электроизоляционным материалом или погруженные в него волокнистые материалы из целлюлозы или шелка, а также соответствующие данному классу другие материалы и сочетания материалов. Нагревостойкость материалов класса А 105° С. К классу Е относятся некоторые синтетические органические пленки, а также соответствующие данному классу другие материалы с нагревостойкостью 120° С. Класс В включает в себя материалы на основе слюды (в том числе на органических подложках), асбеста и стекловолокна, применяемые с органическими связующими и пропитывающими составами, а также подобные материалы с нагревостойкостью 130° С. К классу F с нагревостойкостью 155° С относятся материалы на основе слюды, асбеста и стекловолокна, применяемые в сочетании с синтетическими связующими и пропитывающими составами; к классу Н с нагревостойкостью 180° С — материалы на основе слюды, асбеста и стекловолокна, применяемые в сочетании с кремнийорганическими связующими и пропитывающими составами. К классу С с нагревостойкостью свыше 180° С относятся слюда, керамические материалы, стекло, кварц, применяемые без органических связующих составов.

Каждому классу изоляции соответствует определенная допустимая предельная температура нагревания $\vartheta_{пр}$, при которой изоляция может надежно работать в течение достаточно длительного промежутка времени, оправдываемого условиями эксплуатации электромашины. Имеющийся в этом отношении опыт и произведенные исследования показали, что, например, срок службы изоляции класса А может быть выражен формулой вида:

$$t_{из} = A\varepsilon^{-\alpha\vartheta} = 7{,}15 \cdot 10^4 \varepsilon^{-0{,}088\vartheta}. \qquad (6\text{-}1)$$

В этой формуле время $t_{из}$ измеряется в годах, $A = 7{,}15 \cdot 10^4$ и $\alpha = 0{,}088$ — экспериментально установленные коэффициенты, ε — основание натуральных логарифмов и ϑ — температура изоляции в градусах стоградусной шкалы.

Из этой формулы следует, что а) изоляция класса А может надежно работать в течение 16—20 лет при предельной температуре $\vartheta_{пр} = 95 \div 90°$ С; б) при каждом увеличении температуры изоляции класса А на 8° С срок ее службы сокращается вдвое. Если,

таким образом, срок службы этой изоляции при $\vartheta = 95°$ С составляет 16 лет, то уже при 110° этот срок сокращается до 4 лет, а при 150° до нескольких дней.

В отношении слюды, асбеста и тонковолокнистого стекла (стеклошелк), составляющих основу материалов класса В, вопрос обстоит сложнее. Сами по себе эти материалы способны выдержать высокие температуры. Но в электромашиностроении они применяются не в чистом виде, а в виде изделий, содержащих связующие вещества — лаки, компаунды, смолы и т. д. Эти вещества в большей степени подвержены влиянию температуры, чем основной изоляционный материал, и соответственно снижают срок службы изоляции. Поэтому работы над созданием все более нагревостойких вяжущих веществ не прекращаются.

Помимо необходимой нагревостойкости изолирующих материалов, они должны удовлетворять ряду дополнительных требований, из которых главное значение имеют: а) высокая электрическая прочность материалов как при нормальной окружающей температуре, так и при рабочей температуре машины; б) стойкость изолирующего материала в отношении механических воздействий и необходимая степень эластичности, которую материал должен сохранять при длительном воздействии рабочих нагревов (см. ниже табл. 6-1); в) возможно малые диэлектрические потери в холодном и нагретом состоянии изолирующего материала; г) высокое удельное сопротивление материала в нагретом состоянии. Кроме того, материал должен возможно легче поддаваться технологической обработке и стоимость его должна быть возможно ниже.

Эти требования имеют тем большее значение, чем больше мощность машины и выше ее номинальное напряжение.

Чрезмерное повышение температуры может отрицательно повлиять и на механические условия работы данной части машины. Так, например, коллектор может потерять свою правильную геометрическую форму, нарушатся пайки между обмоткой якоря и коллектором, подшипники могут выйти из строя и т. д. Однако правильное конструктивное оформление соответствующих узлов машины и правильная эксплуатация позволяют избежать подобных трудностей.

Из сказанного нельзя делать вывода, что нужно строить мало нагревающиеся машины. Такую машину нетрудно построить, если взять малые электромагнитные нагрузки активных материалов, т. е. допустить низкое использование их, но она будет тяжелой, дорогой и будет иметь весьма большой маховой момент. Поэтому правильное решение вопроса состоит в том, чтобы построить высокоиспользованную машину с требуемым к. п. д. и достаточно длительным сроком службы. При этом следует иметь в виду, что при прочих равных условиях машина будет нагреваться тем сильнее, чем хуже она охлаждается, и наоборот; следовательно, с вопросами нагревания машин неразрывно связаны вопросы ее охлаждения и, в частности, вопросы вентиляции. В последнее время эти вопросы приобрели большое значение в связи с тенденцией

Таблица 6-1

Части электрических машин	Изоляционный материал классов по ГОСТ 8865—58														
	A			E			B			F			H		
	Предельные допускаемые превышения температуры в °С при измерении														
	методом термометра	методом сопротивления	методом температурных индикаторов при укладке их между катушками в одном пазу	методом термометра	методом сопротивления	методом температурных индикаторов при укладке их между катушками в одном пазу	методом термометра	методом сопротивления	методом температурных индикаторов при укладке их между катушками в одном пазу	методом термометра	методом сопротивления	методом температурных индикаторов при укладке их между катушками в одном пазу	методом термометра	методом сопротивления	методом температурных индикаторов при укладке их между катушками в одном пазу
1. Обмотки переменного тока машин мощностью 5000 *ква* и выше или с длиной сердечника 1 *м* и более	—	60	60	—	70	70	—	80	80	—	100	100	—	125	125
2. Обмотки:	50	60	—	65	75	—	70	80	—	85	100	—	105	125	—
а) обмотки переменного тока машин мощностью менее 5000 *ква* или с длиной сердечника менее 1 *м*															
б) обмотки возбуждения машин постоянного и переменного тока с возбуждением постоянным током, кроме указанных в пунктах 3, 4, 5 настоящей таблицы															
в) якорные обмотки, соединенные с коллектором															
3. Обмотки возбуждения неявнополюсных машин с возбуждением постоянным током	—	—	—	—	—	—	—	90	—	—	110	—	—	—	—

Продолжение

Части электрических машин	Изоляционный материал классов по ГОСТ 8865—58														
	A			E			B			F			H		
	Предельные допускаемые превышения температуры в °С при измерении														
	методом термометра	методом сопротивления	методом температурных индикаторов при укладке их между катушками в одном пазу	методом термометра	методом сопротивления	методом температурных индикаторов при укладке их между катушками в одном пазу	методом термометра	методом сопротивления	методом температурных индикаторов при укладке их между катушками в одном пазу	методом термометра	методом сопротивления	методом температурных индикаторов при укладке их между катушками в одном пазу	методом термометра	методом сопротивления	методом температурных индикаторов при укладке их между катушками в одном пазу
4. Обмотки. а) однорядные обмотки возбуждения с оголенными поверхностями б) стержневые обмотки роторов асинхронных машин	65	65	—	80	80	—	90	90	—	110	110	—	135	135	—
5. Обмотки возбуждения малого сопротивления, имеющие несколько слоев, и компенсационные обмотки	60	60	—	75	75	—	80	80	—	100	100	—	125	125	—
6. Изолированные обмотки, непрерывно замкнутые на себя	60	—	—	75	—	—	80	—	—	100	—	—	125	—	—
7. Неизолированные обмотки, непрерывно замкнутые на себя 8. Сердечники и другие стальные части, не соприкасающиеся с обмотками	Превышение температуры этих частей не должно достигать значений, которые создавали бы опасность повреждения изоляционных или других смежных материалов														
9. Сердечники и другие стальные части, соприкасающиеся с обмотками	60	—	—	75	—	—	80	—	—	100	—	—	125	—	—
10. Коллекторы и контактные кольца, незащищенные и защищенные	60	—	—	70	—	—	80	—	—	90	—	—	100	—	—

увеличить степень использования машины без снижения ее рабочих свойств.

В ближайших параграфах данной главы изложен материал, имеющий общий характер, т. е. одинаково необходимый для понимания процессов нагревания и охлаждения всех электрических машин. Особенности турбо- и гидрогенераторов рассматриваются в гл. 7.

6-2. Допускаемые предельные температуры и превышения температуры

Температура ϑ данной части машины зависит не только от возникающих в этой части потерь, но и от температуры ϑ_0 охлаждающей среды — воздуха, водорода, воды и т. п., используемой для охлаждения машины. Разность

$$\vartheta - \vartheta_0 = \tau \qquad (6\text{-}2)$$

составляет превышение температуры данной части машины относительно температуры охлаждающей среды.

Чтобы обеспечить необходимый эксплуатационный срок службы машины, ГОСТ 183—66 на электрические машины устанавливает стандартную температуру охлаждающей среды ϑ_0 и допускаемые предельные превышения температуры $\tau_{пр}$.

За основную охлаждающую среду ГОСТ 183—66 принимает воздух. Учитывая, что в реальных условиях работы машины температура воздуха может изменяться в довольно широких пределах, стандарт устанавливает допускаемую предельную температуру охлаждающего воздуха $\vartheta_0 = +40°$ С.

Допускаемые предельные превышения температуры $\tau_{пр}$ устанавливаются ГОСТ 183—66 для обмоток, а также других обычно не изолируемых частей машины в зависимости от метода измерения температуры (табл. 6-1). Обычно применяются: а) метод термометра; б) метод сопротивления и в) метод заложенных температурных индикаторов.

Метод термометра прост и дает достаточно надежные результаты, но не позволяет измерять температуры внутренних, наиболее нагретых частей машины.

Метод сопротивления применяется при измерении температуры обмоток, но позволяет определять только среднее значение температуры.

В качестве температурного индикатора применяют термопары или термометры сопротивления, закладываемые в обмотку или другие части машины при ее изготовлении или при испытании в места, где ожидается наибольшая температура. Метод дает наиболее точные результаты, но сложнее других.

Допускаемая предельная температура $\vartheta_{пр}$ для изолирующих материалов различных классов получается как сумма $\tau_{пр} + \vartheta_0 = \tau_{пр} + 40°$. Превышения температуры для изоляции класса С не нормируются.

Электрические машины должны быть спроектированы и изготовлены таким образом, чтобы при номинальной нагрузке превышения температуры находились в указанных пределах. Если в реальных условиях температура окружающей среды окажется больше нормированной (40° С), то соответственно должна снижаться нагрузка машины.

Если в определенные периоды эксплуатации (например, зимой) температура охлаждающей среды будет ниже 40° С, то это не является основанием для нагрузки машины сверх ее номинальной мощности, за исключением аварийных случаев, так как установленные пределы $\tau_{пр}$ исходят из обеспечения нормальных сроков службы с учетом естественных колебаний температуры окружающей среды.

6-3. Теплообмен в электрических машинах

Передача тепла от одних частей машины к другим и в окружающую среду происходит путем теплопроводности, лучеиспускания и конвекции.

А. Передача тепла путем теплопроводности. Теплопроводность применительно к электрическим машинам имеет значение главным образом для передачи тепла внутри твердых тел (медь, сталь, изоляция), в то время как в газах (воздух, водород) и жидкостях (масло, вода) главное значение имеет конвекция.

Если мы имеем две параллельные поверхности (например, медь обмотки и стенка паза машины), площадь каждой из которых S и температуры ϑ_1 и ϑ_2 на каждой поверхности постоянны, то через среду между этими поверхностями (в данном случае через изоляцию) в единицу времени передается количество тепла

$$Q = \frac{\lambda_{пр} S}{\delta} (\vartheta_1 - \vartheta_2), \qquad (6\text{-}3)$$

где δ — расстояние между указанными поверхностями (в рассматриваемом случае толщина изоляции), а $\lambda_{пр}$ — коэффициент теплопроводности промежуточной среды, численно равный количеству тепла, передаваемого через единицу площади в единицу времени при разности температур 1 *град* и расстоянии между поверхностями, равном единице длины.

В табл. 6-2 приведены значения коэффициента теплопроводности для некоторых материалов, а также плотность и удельная теплоемкость этих материалов.

Если, например, потери в обмотке таковы, что через 1 *см*^{2} изоляции передается 0,25 *вт* и изоляция (класса А) имеет толщину 0,5 *мм* = 0,05 *см*, то перепад температуры в изоляции будет

$$\tau_{из} = \vartheta_1 - \vartheta_2 = \frac{Q\delta}{\lambda_{пр} S} = \frac{0{,}25 \cdot 0{,}05}{0{,}0012 \cdot 1} = 10{,}4 \text{ С}.$$

Таблица 6-2

Наименование материала	Плотность γ, г/см³	Удельная теплоемкость, $\frac{вт \cdot сек}{град \cdot кг}$	Коэффициент теплопроводности, вт/(град·см)
Медь красная	8,9	388	3,85
Алюминий	2,55	880	2,05
Сталь электротехническая:			
марка Э1	7,8	460	0,46
» Э2	7,75	—	0,32
» Э3	7,65	—	0,25
» Э4	7,6	480	0,20
Латунь	8,6	386	1,0
Асбест	2,5	818	0,0019
Слюда	3	813	0,0036
Микафолий	2,3	880	0,0012—0,0017
Микалента	2,4	1050	0,0015—0,006
Лакоткань	—	—	0,002
Хлопчатая бумага	1,48	1520	0,0007
Электротехнический картон	1,15	1760	0,0017
Бумага	0,9	1680	0,0012
Трансформаторное масло	0,95	1800	0,0016
Вода	1	4184	0,0063
Воздух, 20° С	0,0012	1000	0,00025
Водород	0,000084	980	0,00175
Изоляция класса А	1,3	1470	0,0012
» » В (непрерывная)	2,3	1170	0,0015—0,002
Сталь листовая (поперек листов)	—	—	0,01

Б. Передача тепла лучеиспусканием. Для абсолютно черного тела действителен закон Стефана — Больцмана:

$$q_{лч} = \alpha_{лч} \left(\theta_1^4 - \theta_0^4\right). \qquad (6\text{-}4)$$

Здесь $q_{лч}$ — количество тепла, излучаемое единицей поверхности данного тела в единицу времени; $\alpha_{лч}$ — коэффициент лучеиспускания; θ_1 и 0_0 — абсолютные температуры излучающей поверхности и окружающей среды.

На основании данных опыта можно считать, что $\alpha_{лч} = 5{,}65 \times \times 10^{-8}$ *вт/(град · м²)*. Для не абсолютно черных тел этот коэффициент уменьшается, причем степень уменьшения зависит от характера лучеиспускающей поверхности. Так, например, для чугунных или стальных поверхностей, лакированной изоляции и других материалов уменьшение достигает 3—10%. Взяв из предосторожности 15%, получаем:

$$q_{лч} = 4{,}8\left[\left(\frac{0_1}{100}\right)^4 - \left(\frac{\theta_0}{100}\right)^4\right]. \qquad (6\text{-}5)$$

Здесь $q_{лч}$ определяется в *вт/м²*. Но

$$\left(\frac{\theta_1}{100}\right)^4 - \left(\frac{0_0}{100}\right)^4 = \frac{0_1 - 0_0}{100}\left[\left(\frac{0_1}{100}\right)^3 + \left(\frac{0_1}{100}\right)^2\left(\frac{\theta_0}{100}\right) + \left(\frac{0_1}{100}\right)\left(\frac{0_0}{100}\right)^2 + \left(\frac{0_0}{100}\right)^3\right].$$

Разность $\theta_1-\theta_0=(273+\vartheta_1)-(273+\vartheta_0)=\vartheta_1-\vartheta_0=\tau$ представляет собой превышение температуры тела; что же касается суммы в скобках, то в обычных для электромашин пределах температур она изменяется относительно мало. Поэтому формулу (6-5) можно переписать в виде:

$$q_{лч}=\lambda_{лч}\tau, \qquad (6\text{-}6)$$

где $\lambda_{лч}$ — преобразованный коэффициент лучеиспускания, измеряемый в ваттах на 1 $м^2$ при превышении температуры $\tau=1$ *град*.

В противоположность коэффициенту $\alpha_{лч}$ коэффициент $\lambda_{лч}$ зависит от температур θ_1 и θ_0 и, следовательно, не представляет собой постоянной величины. В табл. 6-3 приведены значения $\lambda_{лч}$ в зависимости от превышения температуры тела τ и температуры окружающей среды ϑ_0. Можно принять, что в среднем для электрических машин, охлаждаемых воздухом, $\tau=40$ *град* и $\vartheta_0=20°$ С. Тогда

$$\lambda_{лч}=6\ вт/(град\cdot м^2).$$

Таблица 6-3

τ, *град*	ϑ_0, °С		
	10	20	30
5	4,63	5,03	5,55
20	4,91	5,42	5,98
40	5,44	6,05	6,59
80	6,67	7,30	7,98

Полное количество тепла, излученное поверхностью, будет

$$Q_{лч}=\lambda_{лч}S\tau. \qquad (6\text{-}7)$$

В. Передача тепла конвекцией. Частицы жидкости или газа, соприкасающиеся с нагретым телом, становятся легче и вследствие этого поднимаются кверху, уступая свое место другим, еще не нагретым частицам, которые в свою очередь, нагреваясь, поднимаются кверху и т. д. Это явление мы будем называть естественной конвекцией в отличие от искусственной конвекции, которая создается искусственной циркуляцией охлаждающей среды, например обдувом охлаждаемой поверхности воздухом при помощи вентилятора.

Сначала мы рассмотрим естественную конвекцию.

Аналогично (6-6) количество тепла, отводимое путем конвекции с единицы поверхности, можно выразить в виде:

$$q_{кв}=\lambda_{кв}\tau, \qquad (6\text{-}8)$$

где $\lambda_{кв}$ — коэффициент теплопередачи конвекцией, равный количеству тепла, отводимого с единицы поверхности при превышении температуры на 1 *град*, и τ — превышение температуры охлаждаемой поверхности над температурой охлаждающей среды.

Согласно опытным данным, имеем:

$$\lambda_{кв}=C_{кв}\sqrt[4]{\frac{\tau}{H}}, \qquad (6\text{-}9)$$

где $C_{кв}$ — некоторая постоянная, изменяющаяся в зависимости от условий опыта в довольно широких пределах, и H — высота поверхности, *м*.

При средних для электрических машин и трансформаторов значениях $C_{кв}$, τ и H можно принять, что при конвекции воздуха

$$\lambda_{кв} = 8 \ вт/(град \cdot м^2).$$

Полное количество тепла, отведенное путем конвекции с поверхности S, будет

$$Q_{кв} = \lambda_{кв} S \tau. \qquad (6\text{-}10)$$

Согласно (6-7) и (6-10), количество тепла, отдаваемое с поверхности путем излучения и конвекции,

$$Q = \lambda_{л.к} S \tau, \qquad (6\text{-}11)$$

где

$$\lambda_{л.к} = \lambda_{лч} + \lambda_{кв}$$

представляет собой коэффициент теплопередачи лучеиспусканием и конвекцией, равный в нормальных условиях 14 $вт/(град \cdot м^2)$.

Соотношения (6-7) и (6-10) или (6-11) принимаются для расчета превышения температуры в условиях, когда искусственная конвекция отсутствует.

В электрических машинах условия рассеяния тепла лучеиспусканием и конвекцией для различных поверхностей различны. В современных вентилируемых машинах отвод тепла путем искусственной конвекции настолько преобладает над отводом тепла лучеиспусканием, что с последним можно не считаться.

Г. Теплоотдача с обдуваемых поверхностей. Здесь необходимо различать два случая: а) теплоотдачу с открытой обдуваемой поверхности и б) теплоотдачу с закрытой обдуваемой поверхности. Примером первого рода может служить охлаждение наружной поверхности коллектора машины открытого типа и охлаждение бака трансформатора, примером второго рода — охлаждение поверхности каналов в машинах с внутренней вентиляцией. Усиление теплоотдачи в этих условиях происходит практически только за счет усиления конвекции. Исследование данного вопроса затрудняется конструктивным многообразием электрических машин и сложностью аэродинамических явлений во внутренних каналах и полостях машины. Поэтому усиление теплопередачи при обдувании открытых поверхностей учитывают при помощи эмпирических формул. Одна из наиболее распространенных формул имеет следующий вид:

$$\lambda'_{кв} = \lambda_{кв} (1 + c_b \sqrt{v}). \qquad (6\text{-}12)$$

Здесь $\lambda'_{кв}$ — коэффициент теплопередачи с обдуваемой поверхности; $\lambda_{кв}$ — то же при естественной конвекции; v — скорость воздуха относительно охлаждаемой поверхности, $м/сек$ и c_b — эмпирический коэффициент.

Если обдувание происходит равномерно по всей поверхности, то, согласно опытным данным, $c_b \approx 1{,}3$; при неодинаково интенсивном обдувании поверхности охлаждаемого тела коэффициент c_b уменьшается, например, до $c_b \approx 0{,}5$ для станин тяговых двигателей, работающих на линии.

6-4. Теория нагревания твердого тела

Хотя электрическая машина состоит из ряда частей, различных по своим физическим свойствам, по в основу анализа процесса ее нагревания может быть положена теория нагревания идеально твердого тела, под которым понимается однородное тело, обладающее равномерным рассеянием тепла со всей поверхности и бесконечно большой теплопроводностью.

Пусть в единицу времени в теле выделяется Q единиц тепла. Тогда количество тепловой энергии, выделяемой в теле за бесконечно малый промежуток времени dt, равно Qdt.

Если за этот промежуток времени произошло повышение температуры тела на $d\tau$ градусов, то количество тепловой энергии, поглощенной телом, будет равно $Gc\,d\tau$, где G — масса тела и c — его удельная теплоемкость.

Если в процессе нагревания тела произошло повышение температуры его поверхности по отношению к окружающей его среде на τ градусов, то количество тепловой энергии, рассеиваемой телом в окружающее пространство вследствие лучеиспускания, конвекции и теплопроводности в течение времени dt, будет равно $S\lambda\tau dt$, где S — площадь поверхности тела и λ — коэффициент теплоотдачи с поверхности.

Разность между количеством тепловой энергии, выделяемой в теле (Qdt), и количеством тепловой энергии, рассеиваемой телом в окружающее пространство ($S\lambda\tau dt$), пойдет на повышение температуры тела. Поэтому основное дифференциальное уравнение нагревания можно написать в виде:

$$Qdt - S\lambda\tau dt = Gcd\tau. \tag{6-13}$$

Количество рассеиваемой с поверхности тела тепловой энергии возрастает вместе с превышением температуры τ, и поэтому уменьшается та часть тепловой энергии, которая идет на повышение температуры тела. Вследствие этого процесс нагревания начинает постепенно замедляться. Когда же, наконец, разность температур достигнет того конечного превышения температуры $\tau_{кн}$, при котором все количество выделяющейся в теле тепловой энергии будет расходоваться на теплорассеяние с его поверхности, температура тела перестанет повышаться ($d\tau=0$) и наступит установившееся температурное состояние тела. В этом случае уравнение (6-13) превращается в уравнение

$$Qdt - S\lambda\tau_{кн}dt = 0,$$

откуда

$$\tau_{кн} = \frac{Q}{S\lambda}. \tag{6-14}$$

Таким образом, установившееся конечное превышение температуры $\tau_{кн}$ пропорционально тепловому потоку Q, обратно пропорционально поверхности тела S и коэффициенту теплопередачи λ и не зависит от теплоемкости тела c и его массы G.

Разделим (6-13) на $S\lambda$ и обозначим:

$$T = \frac{Gc}{S\lambda}. \tag{6-15}$$

Тогда получим:

$$(\tau_{кн} - \tau)\, dt = T d\tau$$

или

$$\frac{dt}{T} = \frac{d\tau}{\tau_{кн} - \tau}. \tag{6-16}$$

На основании (6-14) и (6-15) выражению для T можно придать также следующий вид:

$$T = \frac{Gc\tau_{кн}}{Q}. \tag{6-17}$$

Из (6-17) видно, что T представляет собой время, за которое тело, имеющее массу G и теплоемкость c, нагревается на $\tau_{кн}$, если тепловой поток, выделяемый в нем, равен Q и если не будет никакого рассеяния тепла с поверхности тела. Поэтому величина T называется постоянной времени нагревания. Согласно (6-15) постоянная времени нагревания T пропорциональна полной теплоемкости тела Gc, обратно пропорциональна полному теплорассеянию с его поверхности $S\lambda$ и не зависит от величины теплового потока Q.

Так как объем тела возрастает пропорционально третьей степени, а поверхность — пропорционально второй степени линейных размеров, то его постоянная времени растет при прочих равных условиях пропорционально первой степени линейных размеров. В связи с этим более крупные машины имеют также бóльшую постоянную времени нагревания. С усилением вентиляции постоянная времени нагревания уменьшается, так как λ при этом возрастает. Постоянная времени нагревания нормальных электрических машин составляет от 0,5 до 3—4 часов.

Интегрирование (6-16) дает для общего интеграла выражение

$$\frac{t}{T} = -\ln(\tau_{кн} - \tau) + C, \tag{6-18}$$

где C — постоянная интегрирования, которая может быть определена из начальных условий.

Если в начальный момент $t=0$ тело имеет начальное превышение температуры над окружающей средой τ_0, то согласно (6-18) имеем:

$$C = \ln(\tau_{кн} - \tau_0).$$

Подставляя значение C в (6-18), получаем:

$$\frac{t}{T} = \ln\frac{\tau_{кн} - \tau_0}{\tau_{кн} - \tau},$$

откуда окончательно для превышения температуры τ как функции времени находим:

$$\boxed{\tau = \tau_{кн}\left(1 - \varepsilon^{-\frac{t}{T}}\right) + \tau_0 \varepsilon^{-\frac{t}{T}}.} \qquad (6\text{-}19)$$

Если в начальный момент $t=0$ начальное превышение температуры $\tau_0=0$, то уравнение (6-19) получает следующий более простой вид:

$$\tau = \tau_{кн}\left(1 - \varepsilon^{-\frac{t}{T}}\right). \qquad (6\text{-}20)$$

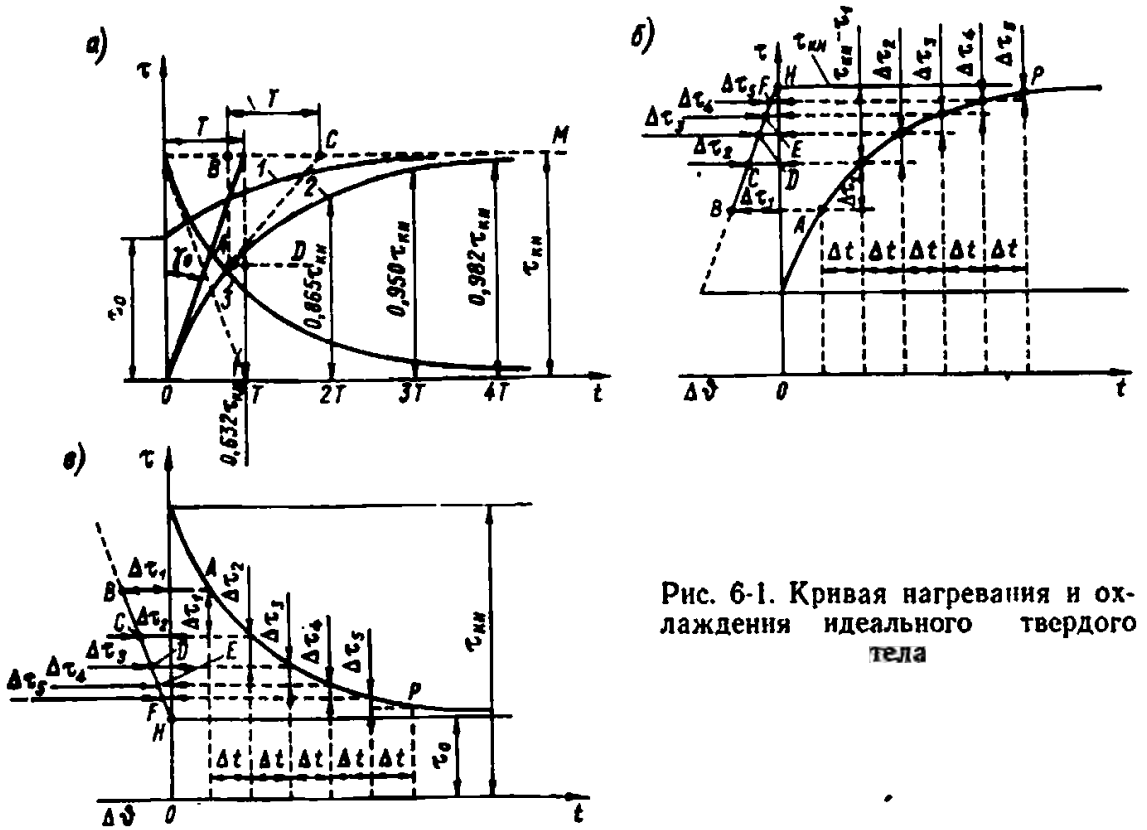


Рис. 6-1. Кривая нагревания и охлаждения идеального твердого тела

При $t=0$ уравнение (6-20) дает $\tau=0$, а при $t=\infty$ будет $\tau=\tau_{кн}$.

Из (6-19) можно получить также закон остывания тела, превышение температуры которого составляет τ_0. Действительно если тепло в теле не выделяется ($Q=0$), то согласно (6-14) имеем $\tau_{кн}=0$ и из (6-19) получим:

$$\tau = \tau_0 \varepsilon^{-\frac{t}{T}}. \qquad (6\text{-}21)$$

Согласно (6-19), (6-21) нагревание и охлаждение тела происходят по экспоненциальному закону. На рис. 6-1, *а* кривые *1* и *2* изображают кривые нагревания тела $\tau=f(t)$ при $\tau_0\neq 0$ и при $\tau_0=0$, а кривая *3* — кривую остывания тела $\tau=f(t)$. Для моментов

времени $t=T$, $2T$, $3T$,... величина $\tau/\tau_{кн}$ будет иметь следующие значения:

t	T	$2T$	$3T$	$4T$
$\tau/\tau_{кн}$	0,632	0,865	0,95	0,982

Приведенные данные показывают, что тело достигает установившегося превышения температуры $\tau_{кн}$ практически за отрезок времени, равный четырем постоянным времени нагревания.

По кривым нагревания можно графическим методом определить постоянную нагревания T. Для доказательства этого положения продифференцируем уравнение (6-19) по t. Получим:

$$\frac{d\tau}{dt}=\frac{(\tau_{кн}-\tau_0)}{T}\varepsilon^{-\frac{t}{T}}.$$

Но согласно тому же уравнению (6-19)

$$(\tau_{кн}-\tau_0)\varepsilon^{-\frac{t}{T}}=\tau_{кн}-\tau.$$

Поэтому

$$\frac{d\tau}{dt}=\frac{\tau_{кн}-\tau}{T}$$

или

$$T=(\tau_{кн}-\tau):\frac{d\tau}{dt}.$$

Эта зависимость и является исходной для графического определения T.

Рассмотрим теперь на рис. 6-1, *а* треугольник ABC, где AC является отрезком касательной к кривой нагревания в некоторой точке A, соответствующей значениям t и τ.

Для этого треугольника имеем:

$$BC=AB:\operatorname{tg}\angle BCA.$$

Но $AB=\tau_{кн}-\tau$, и $\angle BCA=\angle CAD$ представляет собой угол наклона касательной, тангенс которого равен производной функции в данной точке, т. е.

$$\operatorname{tg}\angle BCA=\frac{d\tau}{dt}.$$

Из сравнения полученных соотношений следует, что на рис. 6-1, *а* $BC=T$, т. е. постоянную нагревания T можно определить как подкасательную BC (рис. 6-1, *а*), отсекаемую касательной, проведенной к кривой нагревания в любой ее точке, на прямой BCM конечного превышения температуры. В частности, T можно определить также, проведя касательную к кривой нагревания или остывания в начальной точке $t=0$ (рис. 6-1, *а*).

Пользуясь свойствами показательной функции, можно также определить графически конечное превышение температуры $\tau_{кн}$ по некоторому участку кривой нагревания или остывания. Покажем

это, исходя из полученного выше выражения для производной $d\tau/dt$.

Из указанного выражения имеем:

$$\tau_{кн} - \tau = T\frac{d\tau}{dt}.$$

Заменим здесь производную $d\tau/dt$ отношением малых конечных приращений $\Delta\tau/\Delta t$, принимая $\Delta t = \text{const}$. Тогда

$$\tau_{кн} - \tau = \frac{T}{\Delta t}\Delta\tau = k\Delta\tau,$$

т. е. разность $\tau_{кн} - \tau$ при $\Delta t = \text{const}$ является линейной функцией приращения $\Delta\tau$. Отсюда вытекает следующее построение для определения $\tau_{кн}$ (рис. 6-1, *б*). Берем участок кривой нагревания AP и, разделяя соответствующий ему участок времени на равные промежутки

$$\Delta t_1 = \Delta t_2 = \Delta t_3 = \ldots = \Delta t,$$

находим соответствующие им приращения температуры $\Delta\tau_1$, $\Delta\tau_2$, $\Delta\tau_3$, и т. д. Откладывая на оси абсцисс влево от начала координат полученные приращения $\Delta\tau$ для соответствующих значений разностей $\tau_{кн} - \tau_1$, $\tau_{кн} - \tau_2$, $\tau_{кн} - \tau_3$, и т. д. и проводя через концы B, C, D, E, F отложенных отрезков $\Delta\tau_1$, $\Delta\tau_2$, $\Delta\tau_3$, ... прямую до пересечения с осью ординат в точке H, находим конечное значение превышения температуры:

$$\tau_{кн} = OH.$$

Подобным же образом может быть произведено построение и при нахождении конечной температуры для кривой охлаждения (рис. 6-1, *в*).

Ввиду погрешностей, обусловленных графическими построениями и отклонениями кривых нагревания от чисто экспоненциальной зависимости, указанными построениями пользуются на практике тогда, когда область экстраполяции является не слишком большой.

Теоретически постоянная времени нагревания T данной части машины остается величиной постоянной. В действительных условиях она несколько изменяется. Это объясняется в основном непостоянством коэффициентов $\lambda_{лч}$ и $\lambda_{кв}$. Действительно, с увеличением температуры потери в обмотках растут, потери в подшипниках, наоборот, уменьшаются. Кроме того, при протекании воздуха по вентиляционным каналам он подогревается, и, следовательно, температура охлаждающей среды для различных участков охлаждаемой поверхности имеет разные значения.

Однако опыт показывает, что процесс нагревания реальных тел достаточно хорошо подчиняется закону нагревания идеального тела, если теплопроводность их достаточно велика (металлы) и если имеет место умеренная скорость выделения тепла, т. е. при нормальных нагрузках электрических машин.

6-5. Основные номинальные режимы работы машины

Согласно ГОСТ 183—66 устанавливаются три основных номинальных режима работы электрических машин в зависимости от характера и длительности работы: а) продолжительный, б) кратковременный и в) повторно-кратковременный.

Режим работы машины называется продолжительным, если рабочий период настолько велик, что температуры всех частей машины достигают практически установившихся значений при неизменной температуре охлаждающего воздуха. В этом режиме машина может работать сколь угодно долго, причем перегревы ее частей не должны выходить за пределы допустимых превышений температуры, установленных стандартом и указанных в табл. 6-1.

Кратковременным режимом работы называется такой, при котором машина работает определенное, указанное на щитке время, причем превышения температуры ее отдельных частей не должны выходить за пределы, допускаемые стандартом. При этом период работы машины настолько короток, что превышение температуры машины при неизменной температуре окружающего воздуха не достигает установившегося значения, а период покоя или работы без нагрузки настолько длителен, что практически машина приходит в холодное состояние.

Повторно-кратковременным режимом работы называется такой, когда кратковременные рабочие периоды чередуются с так называемыми паузами, т. е. с кратковременными периодами остановки или работы без нагрузки.

Режим повторно-кратковременной работы характеризуется указываемой на щитке относительной длительностью рабочего периода, под которой понимают отношение времени рабочего периода к продолжительности цикла (рабочий период плюс пауза).

При повторно-кратковременном режиме машина может работать с относительной длительностью рабочего периода, указанной на ее щитке, сколь угодно времени, причем превышения температуры ее отдельных частей не должны выходить за пределы, допускаемые стандартом.

Такой режим работы характеризуется относительной (в процентах) продолжительностью включения (ПВ), определяемой по формуле

$$\text{ПВ} = \frac{t_a}{t_a - t_b},$$

где t_a — время работы; t_b — пауза.

6-6. Нагревание машины при продолжительном режиме работы

Большинство электрических машин, за исключением тяговых, предназначается для продолжительного режима работы. Кроме того, расчет превышений температуры при продолжительном режиме работы кладется также в основу расчетов превышений тем-

пературы при кратковременных и повторно-кратковременных режимах работы. Поэтому тепловой расчет продолжительного режима работы является основным.

Тепловые расчеты электрических машин достаточно сложны и рассматриваются подробнее в курсе конструкций электрических машин. Здесь мы покажем лишь ход расчета при продолжительном режиме работы, когда превышения температуры достигают установившихся значений.

Величины потерь в отдельных частях машины известны из электрического расчета. Из конструктивной схемы машины устанавливаются направления тепловых потоков и количество тепла, отдаваемого с охлаждаемых поверхностей. Определяются скорости воздуха, коэффициент теплопередачи и площади охлаждаемых поверхностей и устанавливаются: а) по формуле (6-3) перепад температуры в изоляции обмотки $\tau_{из}$; б) по формуле (6-11) превышение температуры охлаждаемой поверхности над температурой охлаждающей среды $\tau_{п0}$.

Кроме того, при движении газов и жидкостей по каналам необходимо учесть средний подогрев самой охлаждающей среды $\Delta\tau_{0\,ср}$.

Превышение температуры обмотки над температурой поступающей в машину охлаждающей среды $\tau_{о0}$ выражается суммой:

$$\tau_{о0} = \tau_{из} + \tau_{по} + \Delta\tau_{0ср}. \qquad (6\text{-}22)$$

Получаемые значения превышений температуры не должны превосходить значений, допускаемых ГОСТ 183—66.

Ввиду сложности аэродинамических явлений в машине, скорости охлаждающей среды тех или иных поверхностей и соответствующие коэффициенты теплопередачи удается установить лишь приблизительно. Трудно также достаточно точно установить направления и величины отдельных тепловых потоков в машине. Поэтому тепловые расчеты дают удовлетворительные результаты лишь при наличии необходимых экспериментальных данных.

6-7. Нагревание при кратковременном режиме работы

Чтобы определить превышения температуры различных частей машины $\tau_{кр}$ при кратковременном режиме ее работы, сначала определяют по способу, указанному ранее, превышение температуры $\tau_{кн}$ при условии продолжительной работы машины с заданной нагрузкой, а также устанавливают постоянные времени нагревания T. Зная продолжительность кратковременного режима $t_{кр}$, можно определить достигаемые в этом режиме превышения температуры по формуле (6-20):

$$\tau_{кр} = \tau_{кн}\left(1 - e^{-\frac{t_{кр}}{T}}\right). \qquad (6\text{-}23)$$

Значения $\tau_{кр}$ должны укладываться в пределы, указываемые ГОСТ 183—66.

Очевидно, $\tau_{кн} > \tau_{кр}$, и по сравнению с продолжительным режимом допустимое значение $\tau_{кн}$ может быть больше в

$$\frac{\tau_{кн}}{\tau_{кр}} = \frac{1}{1 - e^{-\frac{t_{кр}}{T}}}$$

раз. Во столько же раз могут быть больше допустимые значения потерь в машине. Поэтому при данных габаритах мощности машин с кратковременным режимом работы больше мощностей машин с продолжительным режимом работы.

6-8. Нагревание при повторно-кратковременном режиме работы

Предположим, что машина начинает работу в режиме повторно-кратковременной нагрузки с холодного состояния. Пусть время рабочего периода будет t_a, а время паузы t_b.

Нагревание машины в первый рабочий период идет по участку *Oa* кривой нагревания *1* рис. 6-2, которая может быть начерчена, если известны постоянная времени нагревания T_a и установившееся превышение температуры $\tau_{кн}$ при работе машины в продолжительном режиме с данной мощностью.

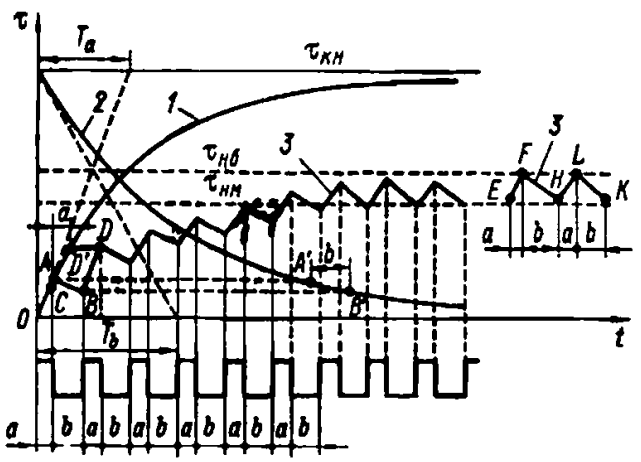


Рис. 6-2. Кривая нагревания при повторно-кратковременной нагрузке

Затем наступает пауза, и машина начинает охлаждаться. Охлаждение идет по кривой параллельной участку *A'B'* кривой *2* рис 6-2. Эта кривая может быть также начерчена, если известно $\tau_{кн}$ и постоянная времени T_b при охлаждении. Если условия вентиляции во время паузы такие же, как и при рабочем периоде, то постоянные времени кривых *1* и *2* рис. 6-2 одинаковы. Если же, например, во время паузы машина стоит и не вентилируется, то постоянная времени кривой *2* больше постоянной времени кривой *1*.

Во втором и последующих циклах работы нагревание идет по кривым, параллельным соответствующим участкам кривой *1*, а охлаждение — по соответствующим участкам кривой *2*. В результате мы получаем зигзагообразную кривую *3*.

Спустя некоторое время режим практически устанавливается, и превышение температуры машины колеблется в пределах от $\tau_{нб}$ до $\tau_{нм}$ (индекс «нб» означает наибольший, «нм» — наименьший).

Мы видим, что $\tau_{нб}$ меньше $\tau_{кн}$ при продолжительном режиме работы. Соответственно этому при повторно-кратковременном режиме в машине при тех же габаритах и тех же условиях вентиля-

ции можно допустить в $\tau_{кш} : \tau_{пб}$ раз бо́льшие потери и соответственно бо́льшую мощность. При желании использовать машину, предназначенную для продолжительного режима работы, в режиме повторно-кратковременной работы ее мощность можно увеличить, если это допустимо по другим условиям работы машины, например по условиям коммутации или перегрузочной способности по моменту.

6-9. Вентиляция электрических машин

По способу охлаждения различаются:

1) машины с естественным охлаждением, в которых нет никаких специальных приспособлений для охлаждения;

2) машины с внутренней самовентиляцией, охлаждение которых достигается при помощи вентиляторов или каких-нибудь специальных приспособлений, составляющих с вращающейся частью машины одно целое;

3) машины с наружной самовентиляцией, т. е. такие, внешняя поверхность которых охлаждается путем самовентиляции, тогда как активные части машины закрыты для доступа внешнего воздуха;

4) машины с посторонним охлаждением, в которых охлаждающая газообразная или жидкая среда подается специальным приспособлением, помещенным вне машины, например вентилятором или насосом.

Большинство машин охлаждается воздухом. Плотность воздуха $\gamma = 1{,}1$ *кг/м*^{3}, а его теплоемкость $c = 1000$ *вт·сек/(град·кг)*. В нормальных машинах превышение температуры выходящего из машины воздуха над температурой входящего воздуха $\tau_в = 18 \div 27$ *град*. Согласно этим данным расход воздуха на 1 *квт* потерь в машине составляет

$$V = \frac{1000}{\gamma \tau_в c} = \frac{1000}{1{,}1\,(18 \div 27) \cdot 1000} = 0{,}033 \div 0{,}05 \ м^3/сек$$

или 2—3 *м*^{3}*/мин*. Задача вентиляции состоит в том, чтобы обеспечить прохождение через машину необходимого количества воздуха при наименьших вентиляционных потерях и эффективном охлаждении наиболее нагретых частей машины.

Рассмотрим кратко характерные особенности различных систем охлаждения.

А. Машины с естественным охлаждением. В настоящее время с таким способом охлаждения строятся лишь машины малой мощности — порядка нескольких десятков или сотен ватт, так как условия их охлаждения сравнительно легкие.

Б. Машины с внутренней самовентиляцией. В зависимости от направления, в котором протекает воздух в вентилируемой машине, различают: а) вентиляцию всасывающую (рис. 6-3, *а*) и б) вентиляцию нагнетательную (рис. 6-3, *б*). Чаще применяется всасывающая вентиляция, причем вентилятор устанавливается со

стороны привода. Ценное преимущество этого способа вентиляции состоит в том, что в машину попадает холодный воздух, тогда как в машинах с нагнетательной вентиляцией он подогревается за счет потерь в вентиляторе. Данные исследования показывают, что подогрев воздуха достигает 3—7° С; это приводит к тому, что объем нагнетаемого в машину воздуха должен быть увеличен на 15—20%, причем вентиляционные потери возрастут на 50—70%.

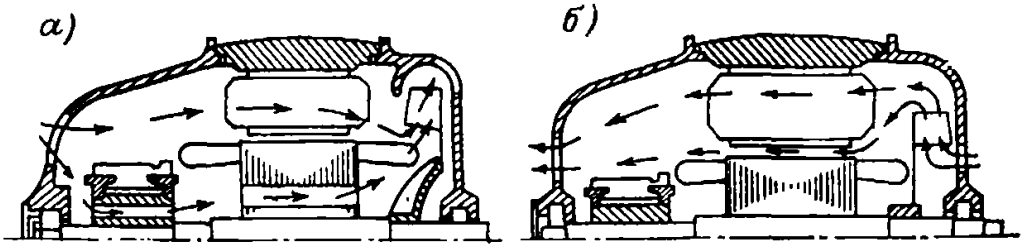


Рис. 6-3. Всасывающая и нагнетательная вентиляция

Смотря по тому как направлен поток воздуха, омывающий нагретые части машины, различают две основные системы вентиляции: а) радиальную и б) осевую.

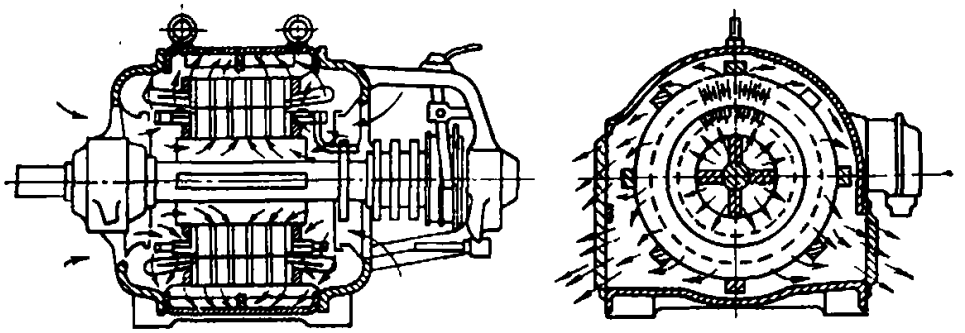


Рис. 6-4. Простая радиальная вентиляция асинхронного двигателя

Простая радиальная система вентиляции асинхронной машины с радиальными вентиляционными каналами показана схематично на рис. 6-4. Сердечник состоит из отдельных пакетов толщиной 4—8 *см* каждый, ширина вентиляционного канала составляет 10 *мм*.

Применительно к синхронной машине схема простой радиальной вентиляции показана на рис. 6-5. Система многоструйной радиальной вентиляции, применяемой в турбогенераторах, рассматривается в гл. 7.

К преимуществам радиальной системы вентиляции относятся минимальные потери энергии на вентиляцию и достаточная равномерность нагрева машины в осевом направлении. Недостатки этой системы вентиляции состоят в меньшей компактности машины, так как вентиляционные каналы занимают до 20% по длине якоря; в относительно меньшей по сравнению с другими системами теплоотдаче и в некоторых случаях в слабой устойчи-

вости системы в отношении количества протекающего через машину охлаждающего воздуха; так, например, перемещение ротора на 2—3 *мм* в осевом направлении в ту или другую сторону от положения, показанного на рис. 6-4, может повлечь за собой изменение количества охлаждающего воздуха на 20—30%.

Осевая система вентиляции применительно к асинхронным машинам иллюстрируется рис. 6-6. Если осевые каналы устроены только на вращающейся части, то такую систему вентиляции называют простой осевой (рис. 6-6, *а*), если же они устроены на обеих половинах машины, то — двойной осевой (рис. 6-6, *б*).

Недостаток осевой вентиляции состоит в неравномерности теплоотдачи. Действительно, правая часть машины на рис. 6-6, *а* охлаждается хуже, так как воздух, пройдя по осевым каналам, успевает подогреться. Применяются также смешанные радиально-осевые системы вентиляции.

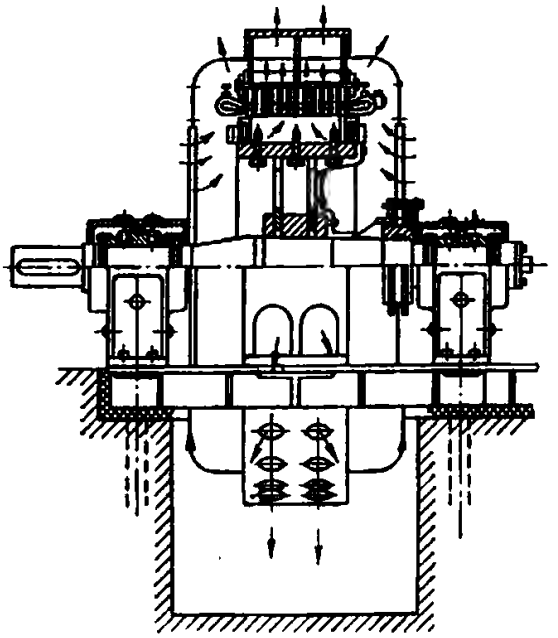


Рис. 6-5. Простая радиальная вентиляция синхронной машины

Подробные расчеты и исследования показывают, что в машинах малой и частью средней мощности лучшие результаты дает осевая система вентиляции, а в машинах средней и большой мощности — радиальная.

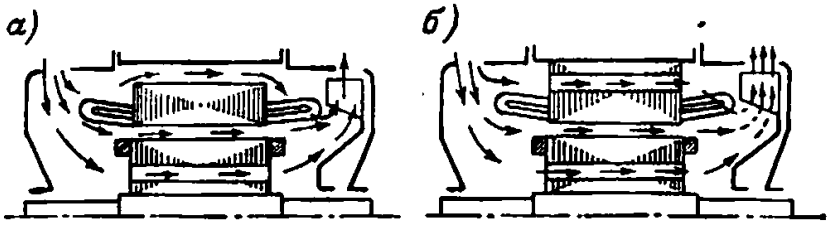


Рис. 6-6. Простая и двойная осевая вентиляция

Машины с наружной самовентиляцией применяются в тех случаях, когда воздух содержит взрывчатые газы или пары кислот, разрушающие изоляцию, и машины должны быть закрыты, т. е. устроены так, чтобы наружный воздух не мог попасть внутрь машины. В этом случае все развивающееся в машине тепло может быть отведено в окружающую среду только с наружной поверхности станины. В условиях естественной вентиляции мы получаем тяжелую и дорогую машину, тогда как, применяя обдувание

наружной поверхности станины, мы можем увеличить мощность машины в 2—3 раза.

Обдувание станины производится при помощи вентилятора, вынесенного за подшипниковые щиты (рис. 6-7). Чтобы усилить передачу тепла от внутренних частей машины к ее наружной поверхности, воздух внутри машины заставляют циркулировать при помощи особых внутренних вентиляторов.

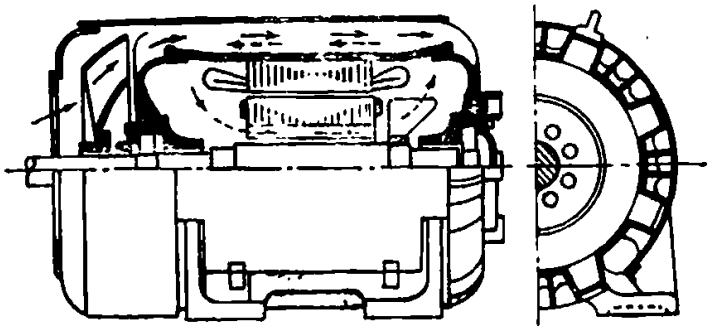


Рис. 6-7. Машина с наружным обдуванием

В. Машины с независимым охлаждением. В этих машинах охлаждающий воздух подводится к машине при помощи независимого, т. е. имеющего собственный привод, вентилятора. Регулируя скорость вентилятора, мы можем в зависимости от нагрузки фор-

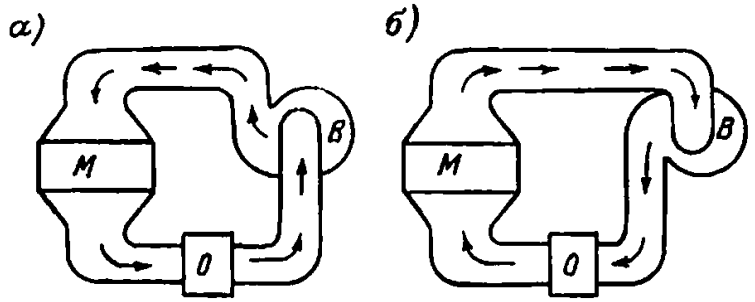


Рис. 6-8. Замкнутая система вентиляции

сировать или ослаблять вентиляцию. Так, например, при неполной нагрузке целесообразно уменьшить скорость вентилятора. В этом случае потери на вентиляцию значительно снижаются (приблизительно пропорционально кубу скорости), а это дает выигрыш в общем к. п. д. машины.

Г. Протяжная и замкнутая вентиляция. Как самовентиляция, так и независимая вентиляция бывает двух родов: а) протяжная и б) замкнутая.

Под протяжной системой вентиляции понимают такую, когда к машине подводятся извне все новые массы холодного воздуха, которые, пройдя через машину, выводятся затем наружу в окружающую атмосферу. Чтобы предупредить загрязнение машины пылью, всегда содержащейся в воздухе, на входном отверстии

трубы, подающей в машину воздух, можно установить фильтр, но его нужно часто очищать. Кроме того, фильтр увеличивает сопротивление потоку воздуха и требует увеличения мощности вентилятора.

Под замкнутой системой вентиляции понимают такую, в которой один и тот же объем воздуха совершает замкнутый цикл, а именно: проходит через машину, подогревается, попадает в воздухоохладители, здесь охлаждается, снова попадает в машину и т. д. При этом воздух циркулирует по замкнутому контуру либо в направлении вентилятор *В* — машина *М* — воздухоохладитель *О* (рис. 6-8, *а*), либо в направлении вентилятор *В* — воздухоохладитель *О* — машина *М* (рис. 6-8, *б*). В последнем случае холодный воздух поступает прямо из воздухоохладителя в машину, тогда как в первом случае он слегка подогревается при проходе через вентилятор.

Замкнутая система вентиляции широко применяется в крупных синхронных генераторах.

Глава седьмая

СИСТЕМЫ ОХЛАЖДЕНИЯ ТУРБОГЕНЕРАТОРОВ И ГИДРОГЕНЕРАТОРОВ

7-1. Вентиляция турбогенераторов с обычным охлаждением

А. Система воздушного охлаждения. Вопросу выбора систем вентиляции турбогенераторов всегда уделялось большое внимание в связи с тем, что ввиду высокой скорости вращения их габариты по сравнению с машинами других типов аналогичной мощности сравнительно малы.

В первый период своего развития турбогенераторы изготовлялись исключительно с воздушным охлаждением, причем были достигнуты значительные успехи в совершенствовании систем охлаждения. Максимальная мощность турбогенераторов с воздушным охлаждением достигала 100 *Мвт*.

Дальнейшее развитие системы охлаждения турбогенераторов получили в связи с использованием в качестве охлаждающей среды газообразного водорода. Поэтому в настоящее время воздушное охлаждение применяется лишь для турбогенераторов относительно малой мощности (до 30—40 *Мвт*). В таких машинах обычно используется многоструйная радиальная схема вентиляции с замкнутым циклом циркуляции воздуха.

На рис. 7-1 схематично показан турбогенератор с воздушной системой вентиляции, с подвальным размещением воздухоохладителей. Воздух в машине циркулирует под воздействием встроенных вентиляторов *1*, расположенных по обе стороны ротора. Часть воздуха, нагнетаемого вентилятором, омывает лобовые части обмотки статора, проходит в зазор между статором и ротором

и выводится через радиальные каналы, ближайшие к торцовым поверхностям сердечника статора, в кольцевые камеры горячего воздуха *2*, а затем направляется в подвальную камеру к воздухоохладителям через общую выходную камеру *3*. Другая часть охлаждающего воздуха проходит между камерой *2* и обшивкой генератора в кольцевую камеру *4*, по радиальным каналам направляется в зазор машины, откуда аналогичным образом поступает в камеры горячего воздуха *5* и *2* и далее в общую выходную ка-

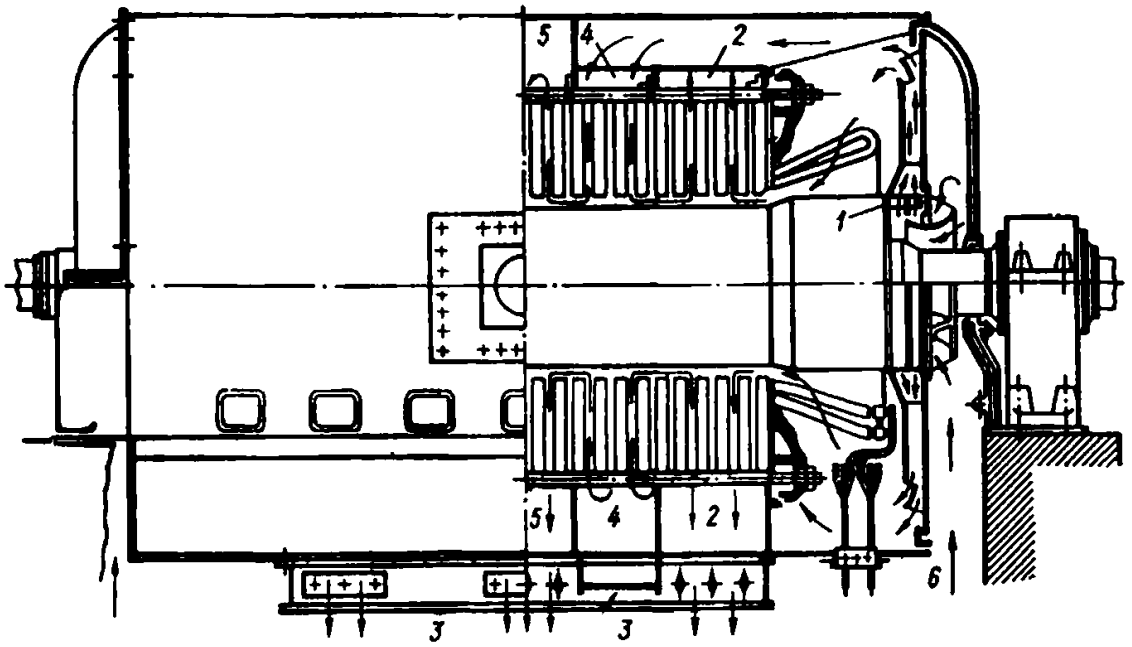


Рис. 7-1. Замкнутая радиальная система вентиляции турбогенератора с воздушным охлаждением

меру *3* к воздухоохладителям. Из водухоохладителей воздух снова поступает через камеры *6* к вентиляторам, а затем в машину.

Изображенную на рис. 7-1 систему вентиляции называют трехструйной по числу выходящих из генератора потоков горячего воздуха. В турбогенераторах с большой длиной сердечника применяются многоструйные системы, а в генераторах малой мощности — двухструйные и одноструйные.

Б. Система водородного охлаждения. В 1940—1948 гг. широкое распространение получили турбогенераторы с водородными системами охлаждения. При использовании водорода в качестве охлаждающей среды значительно увеличивается эффективность охлаждения и снижаются потери на трение ротора о газ, которые при воздушном охлаждении составляют существенную часть общих потерь. Эти преимущества водородного охлаждения обусловлены тем, что водород имеет в 6,7 раза бо́льшую теплопроводность по сравнению с воздухом, вследствие чего повышается коэффициент теплоотдачи с поверхностей. В водородной среде существенно снижается также тепловое сопротивление корпусной изоляции обмоток. В результате водородная система охлаждения

позволяет при заданных габаритах изготовлять машины большей мощности. Кроме того, технический водород приблизительно в 10 раз легче воздуха, и поэтому соответственно снижаются потери на вентиляцию и на трение ротора о газ.

Расчеты показывают, что в турбогенераторах мощностью 50 и 100 *Мвт* при 3000 *об/мин* к. п. д. при полной нагрузке увеличивается по сравнению с к. п. д. машин с воздушным охлаждением приблизительно на 0,8%, достигая значений 98,6—98,8%.

Применение водородного охлаждения приводит также к удлинению срока службы изоляции, так как явление коронирования не вызывает образования озона, повышающего интенсивность окисления изоляции, и вредных азотных соединений. Водород не под-

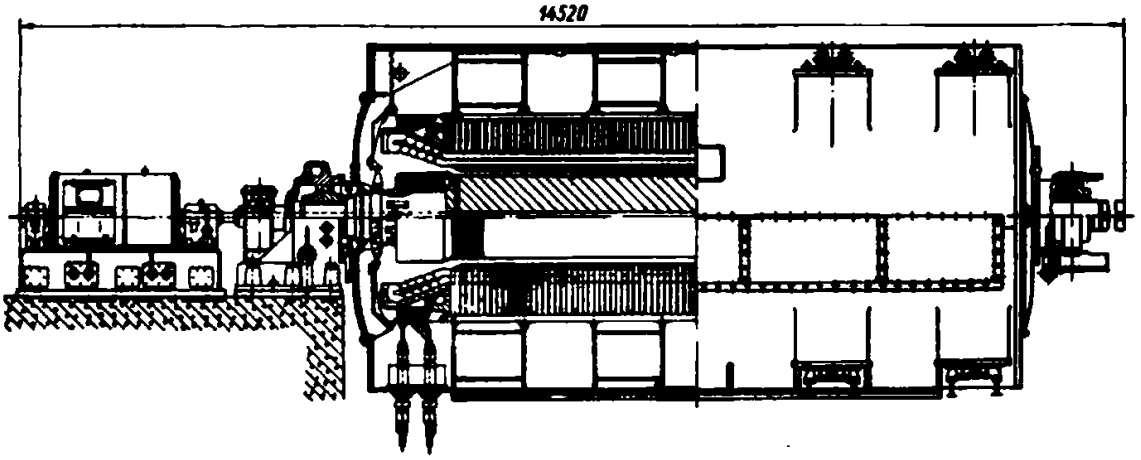


Рис. 7-2. Продольный разрез турбогенератора мощностью 150 *Мвт* с водородным охлаждением

держивает горения, поэтому отпадает необходимость установки в генераторе средств пожаротушения.

К недостаткам водородного охлаждения следует отнести взрывоопасность смеси водорода с воздухом, что обусловливает необходимость герметизации всего объема машины, заполняемого водородом, и усиления механической прочности корпуса турбогенератора, с тем чтобы исключить возможность его разрушения при взрыве водорода внутри машины. Кроме того, при водородном охлаждении на электростанциях необходимо иметь так называемое водородное хозяйство, предусматривающее получение газа, контроль его чистоты, подпитку и очистку.

Схема циркуляции газа в турбогенераторе с водородным охлаждением не претерпела существенных изменений. Основная особенность при этом состоит в том, что в силу необходимости герметизации газоохладители турбогенераторов с водородным охлаждением обычно монтируются непосредственно в корпусе статора. Газоохладители размещаются горизонтально по окружности или вертикально в концевых частях корпуса статора. В связи с этим несколько усложняется конструкция корпуса. Торцовые щиты выполняются механически прочными и герметично сопряга-

ются с корпусом. В местах выхода концов вала ротора устанавливаются специальные масляные уплотнения для предотвращения утечки водорода. Герметично уплотняются также выводы генератора. На рис. 7-2 приведен продольный разрез турбогенератора 150 *Мвт* с обычной системой водородного охлаждения.

Одним из наиболее напряженных узлов турбогенератора по нагреву является ротор, охлаждение которого при обычном конструктивном исполнении осуществляется газом, омывающим наружную поверхность ротора. Для лучшего охлаждения выполняется рифление поверхности бочки ротора специальными канавками, идущими по винтовой линии. Турбогенераторы с обычной системой водородного охлаждения изготовлялись мощностью до 150—200 *Мвт*.

Водородное охлаждение применяется также в крупных синхронных компенсаторах.

7-2. Системы непосредственного охлаждения обмоток турбогенераторов

А. Основные преимущества непосредственного охлаждения. При обычном охлаждении все тепло, образующееся в меди обмоток, снимается в основном с поверхности стальных сердечни-

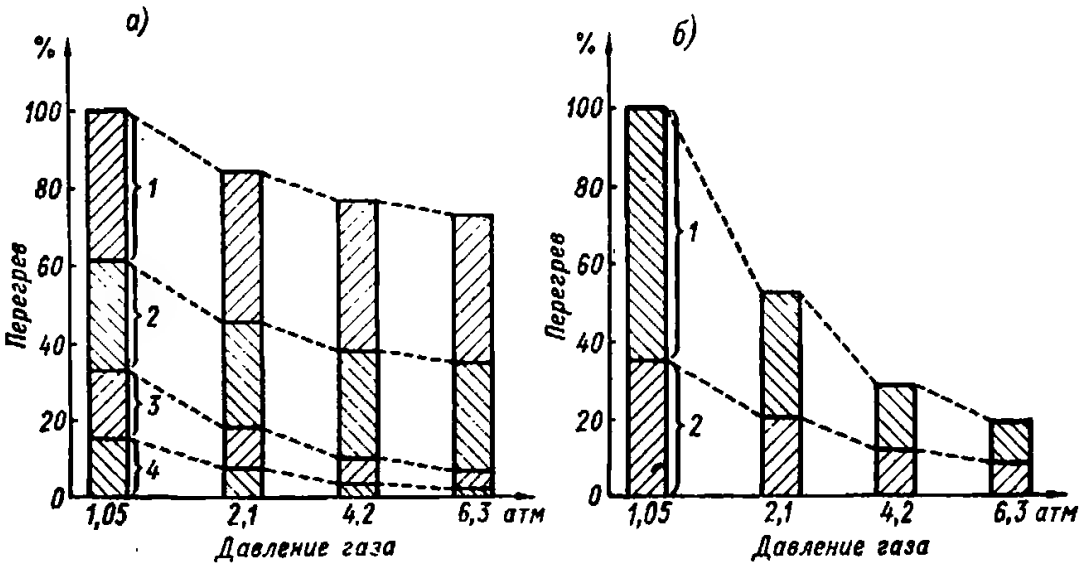


Рис. 7-3. Зависимость перегрева обмотки ротора и его составляющих от давления газа: *а* — при обычном охлаждении

1 — в изоляции; *2* — в зубце ротора; *3* — на поверхности ротора; *4* — перегрев газа в зазоре

б — при непосредственном охлаждении

1 — перегрев газа; *2* — перепад на поверхности канала

ков, в которых заключены обмотки. Тепловой поток при этом преодолевает на своем пути ряд тепловых сопротивлений, сумма перепадов температуры в которых составляет перегрев меди обмотки. Перегрев меди при этом складывается из следующих со-

ставляющих: а) перепада температуры в изоляции обмотки; б) перепада в зубцах; в) перепада на поверхности теплосъема; г) перегрева охлаждающего газа.

Одним из средств улучшения охлаждения является повышение давления водорода в корпусе статора. Некоторые фирмы для более интенсивного охлаждения обмотки возбуждения предусматривают дополнительные вентиляционные каналы на дне паза и в зубцах ротора.

На рис. 7-3, *а* представлен график, иллюстрирующий относительные величины указанных выше составляющих перегрева и их

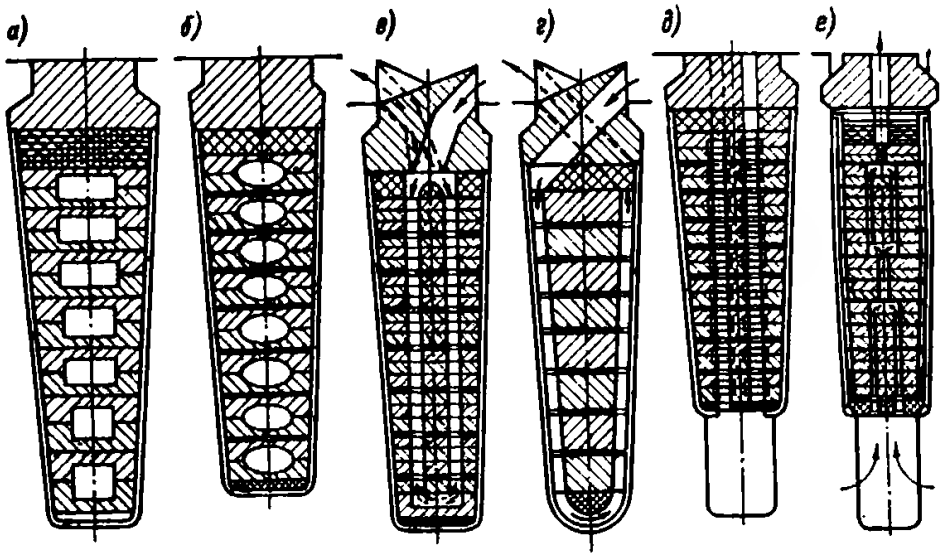


Рис. 7-4. Варианты исполнения внутренних каналов в обмотке ротора

изменение в зависимости от величины давления водорода. Как видно из рисунка, основными составляющими перегрева при обычном охлаждении являются перепады температуры в изоляции и в зубцах ротора. При повышении давления водорода снижается перепад температуры на поверхности ротора и перегрев водорода, а перепады температуры в изоляции и стали (в зубцах ротора) остаются неизменными. При наличии дополнительных вентиляционных каналов в стали сердечника уменьшается лишь перепад температуры в зубцах. Следовательно, возможности повышения эффективности систем обычного охлаждения турбогенераторов весьма ограничены.

Эффективность охлаждения обмоток была резко повышена в результате разработки систем непосредственного охлаждения. Для обеспечения непосредственного охлаждения в проводниках обмотки предусматриваются внутренние каналы, по которым циркулирует охлаждающая среда (рис. 7-4). В этом случае исключаются основные тепловые барьеры на пути отвода потерь и суммарный перегрев меди имеет лишь две составляющие: перегрев газа в канале τ_1 и перепад температуры на поверхности канала τ_2,

т. е. в месте выхода охлаждающего газа из внутреннего канала

$$\tau = \tau_1 + \tau_2 = \frac{q_1 l}{cV} + \frac{q_1}{\alpha П} = q_1 \left(\frac{l}{cV} + \frac{1}{\alpha П} \right),$$

где q_1 — потери в меди обмотки на единицу длины внутреннего канала; l — длина канала; c — удельная теплоемкость охлаждающей среды; V — расход охлаждающей среды через канал; α — коэффициент теплоотдачи с поверхности канала; $П$ — периметр охлаждающего канала.

В результате непосредственного контакта охлаждающей среды с проводниками значительно повышается интенсивность теплоотвода, что позволяет существенно увеличить допустимую плотность тока в обмотке.

При водородном охлаждении эффективность систем непосредственного охлаждения в значительно большей степени, чем систем обычного охлаждения, повышается с увеличением давления газа (рис. 7-3, *б*).

Б. Непосредственное охлаждение обмотки ротора. Для охлаждения обмотки ротора используется в основном водород при повышенном давлении.

Поскольку разработкой способов непосредственного охлаждения занимались практически все ведущие турбогенераторостроительные заводы мира, в современной практике используется много разных вариантов исполнения систем охлаждения. Особенно разнообразно исполнение внутренних каналов в проводниках обмотки.

Некоторые варианты исполнения внутренних каналов приведены на рис. 7-4. При всем разнообразии внутренних каналов системы охлаждения обмоток роторов обычно подразделяют на три группы:

1) аксиальные системы охлаждения с внутренними каналами в проводниках (рис. 7-4, *а*, *б*);

2) диагональные системы с боковыми или внутренними каналами в катушках, с индивидуальным нагнетанием охлаждающего газа во внутренние каналы с помощью заборников газа на поверхности ротора (рис. 7-4, *в*, *г*);

3) радиально-аксиальные или радиальные системы с подводом охлаждающего газа через подпазовые каналы (рис. 7-4, *д*, *е*).

В аксиальных системах охлаждающий газ поступает во внутренние каналы с торцов ротора, проходит по каналам в обмотке до середины ротора и выходит в зазор машины через радиальные отверстия в катушке и клиньях ротора.

Каналы в таких системах отличаются значительной длиной, в связи с этим для обеспечения в них интенсивного движения газа требуется повышенный напор на входе в каналы, который создается специальным высоконапорным вентилятором. Обычно используются встроенные вентиляторы центробежного типа с увеличенным внешним диаметром или многоступенчатые аксиальные

вентиляторы. Даже при высоких скоростях движения газа в каналах (40—60 *м/сек*) аксиальные системы характеризуются значительной неравномерностью нагрева обмотки по длине ротора.

Диагональные многоструйные системы охлаждения являются самонапорными системами, в которых напор, необходимый для циркуляции газа в каналах, создается расположенными на поверхности ротора заборниками и дефлекторами. Поверхность бочки ротора при этом подразделяется на ряд кольцевых участков с системой входных и выходных отверстий, которые попарно соединяются внутренними диагональными каналами, выполняемыми в виде наклонных проточек и охватывающих периметр катушки по винтовой линии. Циркуляция газа в каналах с такой системой осуществляется за счет напора, который создается при вращении ротора на входе в каналы заборниками (захватывающими козырьками), обращенными в сторону вращения, и разрежения на выходе в дефлекторах, обращенных в обратную сторону.

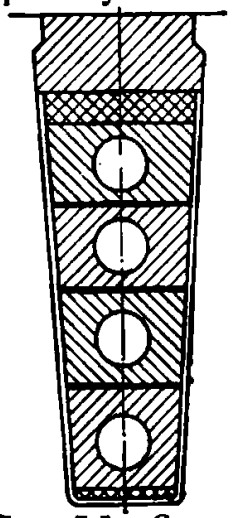


Рис. 7-5. Сечение паза ротора с водяным охлаждением обмотки

Преимущество многоструйной диагональной системы состоит в том, что при этом достигается более равномерное охлаждение ротора по длине и отпадает необходимость в высоконапорном вентиляторе, а общая циркуляция газа осуществляется с помощью обычных вентиляторов.

Радиально-аксиальная система предусматривает наличие аксиальных отверстий в проводниках, охлаждающий газ в которые подается из подпазового канала через радиальные отверстия в катушке, расположенные через определенные промежутки по длине ротора. Охлаждающий газ из питающего радиального канала распределяется в обе стороны по аксиальным отверстиям, проходит определенный участок и выходит в зазор машины через радиальные отверстия в катушке и клине ротора. При такой схеме имеется возможность осуществить сдвоенную встречную систему охлаждения каждой катушки (рис. 7-4, *д*), что обеспечивает наиболее равномерный нагрев ротора.

В радиальных системах с подачей охлаждающего газа из подпазового канала в катушках обмотки возбуждения по всей длине бочки ротора выполняются сквозные радиальные щели, через которые газ из подпазового канала выходит в зазор машины.

В последние годы проводится большая работа по созданию роторов турбогенераторов с водяной системой охлаждения. В настоящее время создан ряд опытных роторов с водяной системой охлаждения для турбогенераторов различных типов мощностью от 30 до 1000 *Мвт* и выше. Ряд таких генераторов успешно эксплуатируется на электростанциях.

Обмотка ротора с водяным охлаждением выполняется из цельнокатаных полых проводников (рис. 7-5). Все проводники обмотки группируются в ряд параллельных гидравлических цепей, к каж-

дой из которых обеспечивается герметичный подвод и соответственно от каждой — отвод охлаждающей воды. Для этих целей используется тщательно очищенная дистиллированная вода.

В. Внутреннее охлаждение обмотки статора. При непосредственном охлаждении обмотки ротора наиболее нагретой частью генератора оказывается обмотка статора, поэтому в современных мощных турбогенераторах предусматривается также внутреннее охлаждение стержней обмотки статора.

Ввиду высокого напряжения для обмотки статора применяются исключительно аксиальные системы, позволяющие сохранить не-

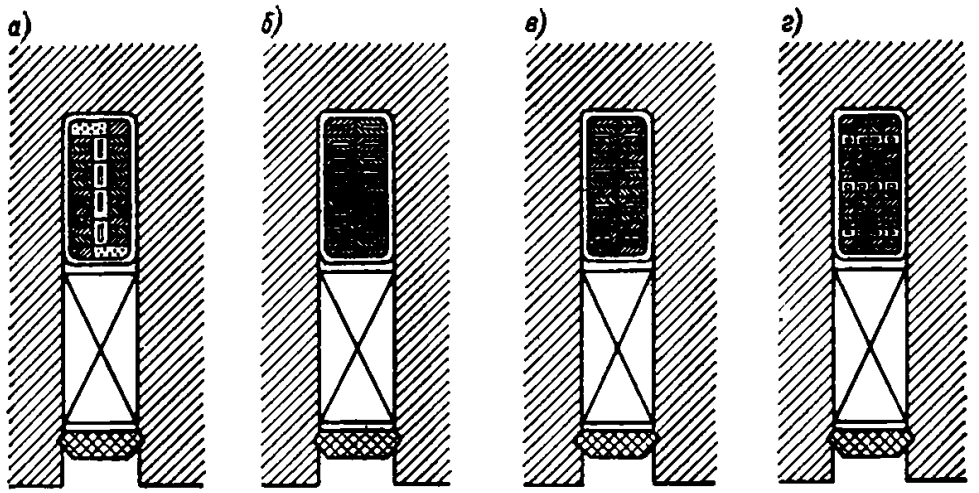


Рис. 7-6. Сечения стержней обмотки статора с внутренним охлаждением

прерывность изоляции по всей длине стержней. Охлаждение осуществляется газом или жидкостью.

При газовом охлаждении, которое обычно используется в тех случаях, когда для охлаждения обмотки ротора предусматривается аксиальная газовая система и имеется высоконапорный вентилятор, обмотка статора охлаждается потоком газа, протекающим по внутренним каналам через всю длину стержней. Внутренние каналы в стержнях образуются путем укладки в середину плетеного стержня тонкостенных трубок из немагнитного металла с высоким удельным сопротивлением (рис. 7-6, *а*). Для предотвращения электрического замыкания трубки имеют тонкую изоляцию по всей длине, а концы трубок, выходящие из стержня, защищены специальными обоймами из изоляционного материала. Охлаждающий газ под воздействием высоконапорного вентилятора входит в трубки со стороны камеры высокого давления, проходит всю длину обмотки и выходит на другой стороне генератора в зону низкого давления.

В турбогенераторах с многоструйной диагональной системой охлаждения обмотки ротора используется жидкостная система охлаждения обмотки статора. В качестве охлаждающей жидкости первоначально использовалось трансформаторное масло, об-

ладающее высокими диэлектрическими свойствами. Стержни обмотки статора при таком охлаждении обычно выполняются из трубчатой меди (рис. 7-6, *б*). Жидкость в каналы стержней подводится через герметичные изоляционные шланги от распределительного коллектора. Система выполняется замкнутой с выводом жидкости из обмотки в наружную гидравлическую цепь, где располагаются насос, теплообменники и средства очистки.

В настоящее время в качестве охлаждающей среды используется преимущественно дистиллированная вода, которая обладает достаточно высокими диэлектрическими свойствами, имеет значительно бо́льшую теплоемкость и в 7—9 раз меньшую вязкость. Следовательно, при водяном охлаждении значительно повышается интенсивность теплоотвода и снижается необходимый напор для обеспечения циркуляции воды в каналах. Стержни обмотки статора при водяном охлаждении обычно выполняются из полых и сплошных проводников (рис. 7-6, *в*). В таких стержнях за счет уменьшения толщины сплошных проводников снижаются добавочные потери в меди обмотки. В машинах большой мощности в целях дальнейшего снижения добавочных потерь в обмотке может оказаться целесообразной замена полых проводников в стержне металлическими тонкостенными трубками. Трубки по сечению стержня располагаются в виде вертикального ряда, подобно стержням с газовым охлаждением (рис. 7-6, *а*), или располагаются в виде горизонтальных рядов (рис. 7-6, *г*).

Г. Схемы циркуляции охлаждающей среды в машинах с непосредственным охлаждением обмоток. Турбогенераторы с непосредственным охлаждением обмоток обычно заполняются водородом при повышенном давлении. Общая схема циркуляции газа в машине в основном определяется системой охлаждения обмотки ротора.

В турбогенераторах с аксиальной газовой системой охлаждения обмоток сердечник статора выполняется или с аксиальной, или с радиальной системой охлаждения.

При аксиальной системе сердечник выполняется из сегментов стали с отверстиями в зубцах и спинке. При сборке сердечника образуются сквозные аксиальные каналы, через которые наряду с потоком газа, движущимся по каналам обмотки статора, проходит охлаждающий газ.

В турбогенераторах с радиальной системой охлаждения сердечник статора имеет обычное исполнение, т. е. состоит из пакетов, между которыми располагаются вентиляционные каналы. Чтобы ограничить расход охлаждающего газа через каналы сердечника, которые имеют достаточно большое сечение, входные отверстия в распределительные камеры статора выполняются малого сечения.

В качестве напорных устройств в аксиальных системах охлаждения используются как радиальные, так и аксиальные многоступенчатые вентиляторы. Один из вариантов схемы циркуляции газа в турбогенераторе с двусторонней аксиальной системой охлажде-

ния обмотки ротора и газовой системой охлаждения обмотки статора представлен на рис. 7-7.

На рис. 7-8 показана схема циркуляции охлаждающего газа в турбогенераторе с многоструйной диагональной системой охлаждения обмотки ротора и водяным охлаждением обмотки статора.

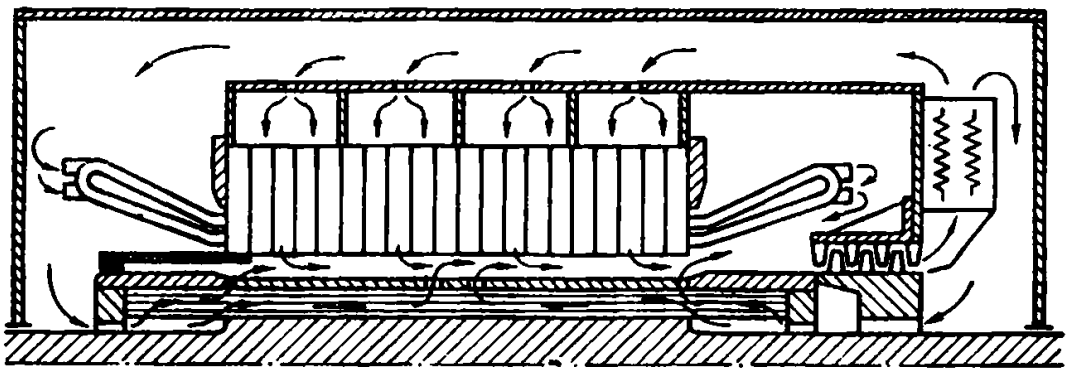


Рис. 7-7. Аксиальная газовая схема охлаждения обмотки ротора с двусторонней подачей газа

Использование методов непосредственного охлаждения обмоток открыло широкие перспективы дальнейшего развития турбогенераторостроения. При тех же габаритах стало возможным создавать

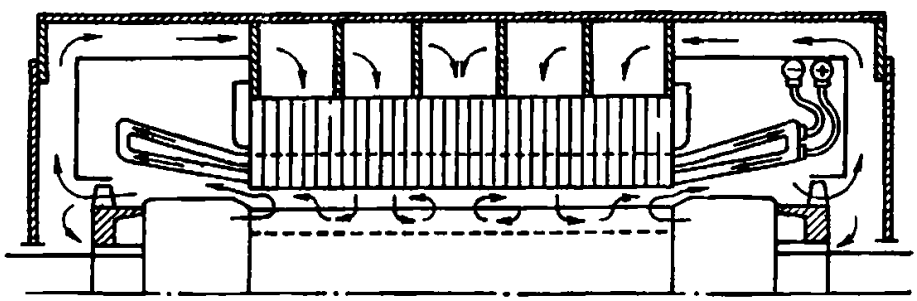


Рис. 7-8. Схема циркуляции газа в турбогенераторе с диагональной системой охлаждения обмотки ротора

генераторы, единичная мощность которых в 2—3 раза выше, чем при обычном охлаждении.

В настоящее время освоен серийный выпуск турбогенераторов мощностью 500—600 *Мвт*, созданы машины мощностью 800—1000 *Мвт* и разрабатываются генераторы еще бо́льших мощностей.

7-3. Основные направления развития систем охлаждения турбогенераторов

Анализ развития энергетики и турбогенераторостроения показывает, что в дальнейшем мощность турбогенераторов должна увеличиться до 1600—2500 *Мвт*. Создание таких машин потребует

дальнейшего совершенствования систем охлаждения наряду с решением многих других вопросов. В связи с этим в настоящее время проводятся работы, связанные с решением такой задачи.

А. Системы полного водяного охлаждения. Уже изготовлены опытные турбогенераторы с полным водяным охлаждением, когда водой охлаждаются не только обмотки статора и ротора, но и сердечник статора, а также отдельные конструктивные узлы и элементы. Для охлаждения сердечника статора используются специальные охлаждающие элементы, которые выполняются в виде литых сегментов с охлаждающей трубкой внутри и устанавливаются в сердечнике между пакетами. Длина активной стали сердечника при этом не снижается по сравнению с турбогенераторами с радиальной газовой системой, так как толщина охлаждающих сегментов, которые укладываются по всей окружности сердечника вместо междупакетных распорок, обычно не превышает ширины радиальных каналов.

Наряду с сердечниками с радиальной системой охлаждения разрабатываются конструкции сердечников с аксиальной системой водяного охлаждения, в которых охлаждающая вода протекает по изолированным металлическим трубкам, установленным в аксиальных каналах сердечника статора.

В турбогенераторах с полным водяным охлаждением имеется возможность обеспечить более высокую эффективность охлаждения и соответственно повысить единичную мощность машин. Однако при этом необходимо предусматривать многопараллельную систему для обмотки ротора, водяное охлаждение нажимных плит, демпфирующих экранов в статоре и других элементов.

Б. Жидкостная система с маслозаполненным статором. В турбогенераторах с такой системой охлаждения статор выполняется герметичным, что достигается путем установки в расточку статора изоляционного цилиндра, который своими концами герметично соединяется с торцовыми щитами статора. Статор при этом заполняется изоляционным маслом. В стержнях обмотки и в сердечнике статора предусматриваются аксиальные каналы, по которым циркулирует масло под воздействием насоса, установленного во внешней гидравлической цепи. Система охлаждения с масляным заполнением обеспечивает равномерное и достаточно эффективное охлаждение обмоток и сердечника статора.

В такой машине стержни обмотки статора выполняются обычно с бумажномасляной изоляцией, что позволяет повысить напряжение генератора до 36 *кв*. Обмотка ротора имеет водяную систему охлаждения.

В настоящее время изготовлены опытные турбогенераторы с маслозаполненным статором мощностью 60 и 300 *Мвт*.

В. Испарительные системы. В СССР и за рубежом проводятся разработки систем испарительного охлаждения, при которых теплоотвод осуществляется за счет кипения жидкости, а образовавшийся при этом пар отводится к охладителям. При испарительном охлаждении расход жидкости снижается примерно в 13—14

раз по сравнению с водяной системой. Однако использование такой системы связано с решением многих других задач, обусловленных наличием в машине парожидкостной смеси. С целью преодоления этих трудностей разработаны герметичные системы испарительного водяного охлаждения обмотки ротора по типу систем водяного охлаждения.

Проводятся исследования по использованию фрсона для испарительных систем охлаждения ротора и сердечника статора.

Г. Системы охлаждения с применением искусственного холода. Первым шагом исследований в этом направлении явилось изучение систем, выполненных по типу водяных, но с использованием в качестве охлаждающей среды фреона, который в холодильной установке охлаждается до температуры минус 30—40° С. Это позволяет снизить температуру нагревания обмотки и соответственно потери в ней. Однако использование такой системы будет экономически целесообразным лишь в том случае, если выигрыш в потерях окажется больше мощности, затрачиваемой в холодильной установке. Поэтому наиболее перспективным представляется криогенное охлаждение турбогенераторов, при котором могут быть использованы сверхпроводники и чистые металлы. Турбогенераторы с криогенным охлаждением должны иметь новое конструктивное исполнение, так как обмотки, охлаждаемые жидким газом, необходимо размещать в специальных криостатах, причем для обмотки статора криостат должен выполняться из изоляционного материала.

Результаты выполненных исследований показывают, что наиболее рационально обмотку ротора выполнять из сверхпроводника и размещать в металлическом криостате, а для обмотки статора использовать алюминий высокой чистоты. Электрическое сопротивление чистого алюминия при криогенных температурах снижается в десятки раз, кроме того, он в отличие от сверхпроводников не теряет высокой электропроводности при наличии сильных переменных магнитных полей.

Изучаются также варианты исполнения турбогенераторов, у которых обмотка ротора выполняется из сверхпроводников с криогенным охлаждением, а статор машины имеет обычное исполнение.

7-4. Системы охлаждения гидрогенераторов

Типичная для крупного гидрогенератора система охлаждения с замкнутым циклом циркуляции воздуха представлена на рис. 7-9. Циркуляция охлаждающего воздуха в машине осуществляется с помощью напорных элементов, роль которых выполняет ротор с укрепленными на его торцах вентиляторами. Воздух, выходящий из ротора и вентиляторов, поступает в зазор генератора и камеры лобовых частей, откуда через вентиляционные каналы статора направляется в воздухоохладители, расположенные на корпусе статора. Выйдя из охладителей, воздух поступает в камеру холодного воздуха за корпусом статора, из которой двумя

параллельными потоками через верхнюю и нижнюю крестовины направляется к звезде ротора и вентиляторам.

Охлаждение полюсов ротора осуществляется воздухом, который поступает из вентиляционных каналов обода ротора.

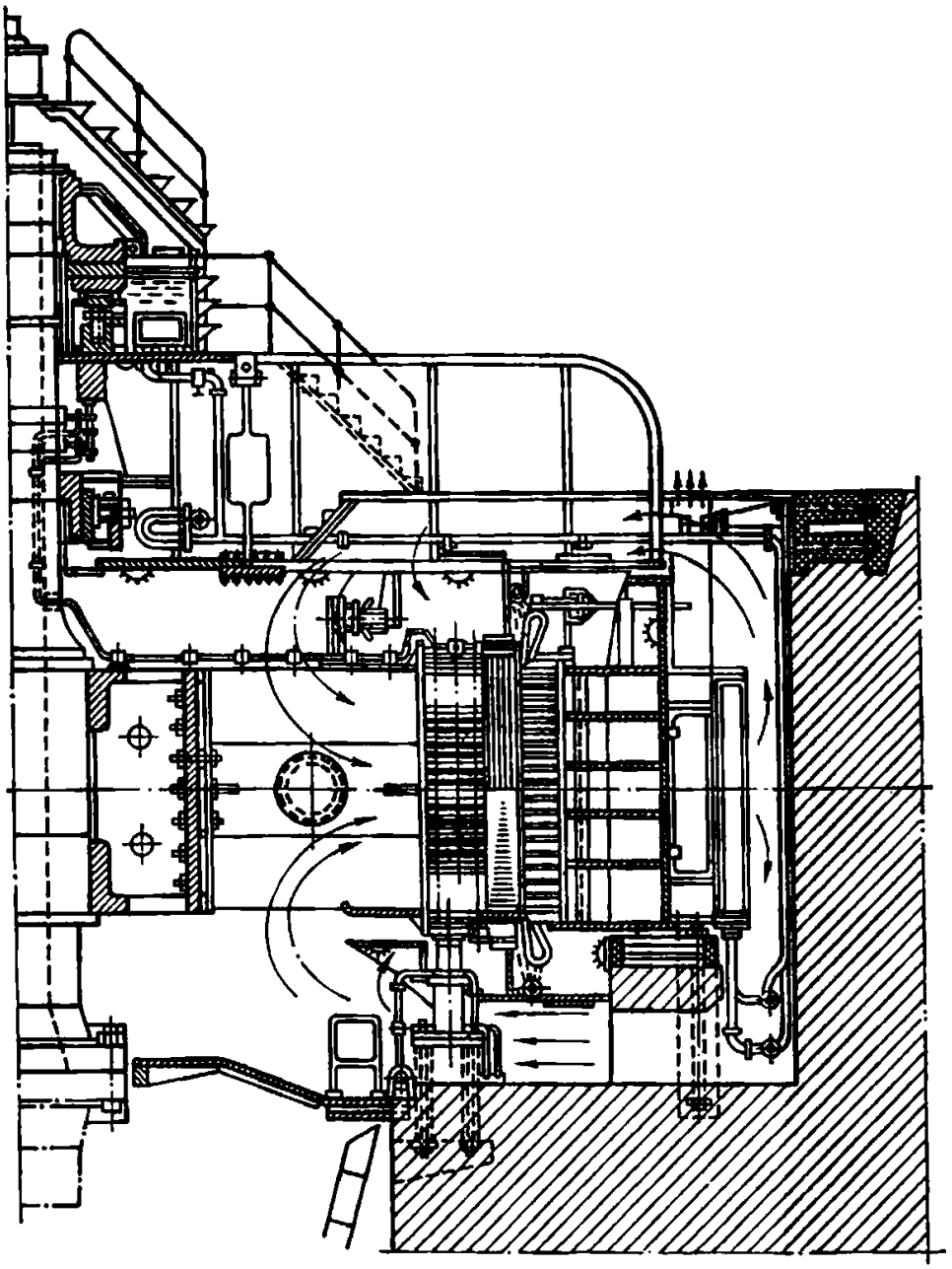


Рис. 7-9. Продольный разрез гидрогенератора Братской ГЭС 225 *Мвт*, 125 *об/мин* с воздушным охлаждением

Обмотка статора охлаждается с поверхности изоляции воздухом, проходящим в камерах лобовых частей и в вентиляционных каналах сердечника статора. Другая часть тепла отводится от обмотки в пакеты стали статора и снимается воздухом с поверхности пакетов.

Для повышения эффективности охлаждения в настоящее время в гидрогенераторах используется также внутреннее водяное охлаждение обмоток статора и форсированное воздушное охлаждение полюсных катушек. Система водяного охлаждения обмотки статора выполняется по типу систем охлаждения в турбогенераторах.

Форсировка воздушного охлаждения обмоток возбуждения достигается в основном за счет развития охлаждаемых поверхностей, а также путем повышения скорости движения воздуха у охлаждаемых поверхностей.

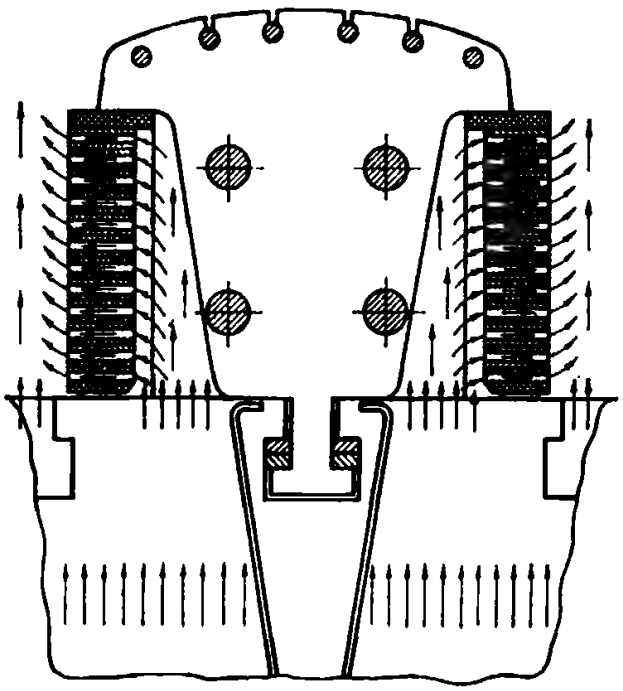


Рис. 7-10. Система форсированного воздушного охлаждения обмотки ротора гидрогенератора

Наиболее простой способ увеличения поверхности теплосъема при обычном охлаждении полюсов ротора состоит в том, что внешние кромки шин обмотки возбуждения выполняются клинообразной формы. В результате боковые стороны катушек, обращенные к междуполюсному окну, в сечении имеют пилообразную форму, что значительно увеличивает общую теплоотдающую поверхность полюсов.

С целью повышения скорости охлаждающего газа у поверхностей катушек в междуполюсном окне устанавливается V-образная вставка по всей длине полюсов. В результате проходное сечение междуполюсного окна существенно уменьшается и выходящий из каналов обода ротора охлаждающий воздух разделяется на два потока, движущихся с повышенной скоростью у поверхностей катушек полюсов.

Интенсивное охлаждение обмотки полюса достигается при использовании системы форсированного охлаждения с поперечными внутренними каналами. Вариант исполнения такой системы схематично показан на рис. 7-10.

Конструкция полюсов выполняется с отставными от сердечника катушками. Между катушками и сердечниками устанавливается несколько распорок, фиксирующих положение катушек. Между витками катушки имеются внутренние поперечные вентиляционные каналы, которые образуются путем установки изоляционных распорок или выполнения поперечных канавок в проводниках обмотки.

Охлаждающий воздух из радиальных каналов обода ротора поступает в распределительные камеры между сердечником и ка-

тушкой, а из камер через систему поперечных каналов в катушке выходит в междуполюсное окно, откуда направляется далее по вентиляционным трактам статора.

Разработаны также конструкции гидрогенераторов с системой водяного охлаждения обмотки ротора. На рис. 7-11 показан поперечный разрез полюса гидрогенератора 86 *Мв·а*, 428,5 *об/мин*, 50 *гц* с непосредственным водяным охлаждением обмоток полюсов, выполненного фирмой „Броун — Бовери» (Швейцария) [62]. Аналогичную систему охлаждения имеют гидрогенераторы мощностью 190 *Мв·а*, 375 *об/мин*, изготовленные этой фирмой для Нор-

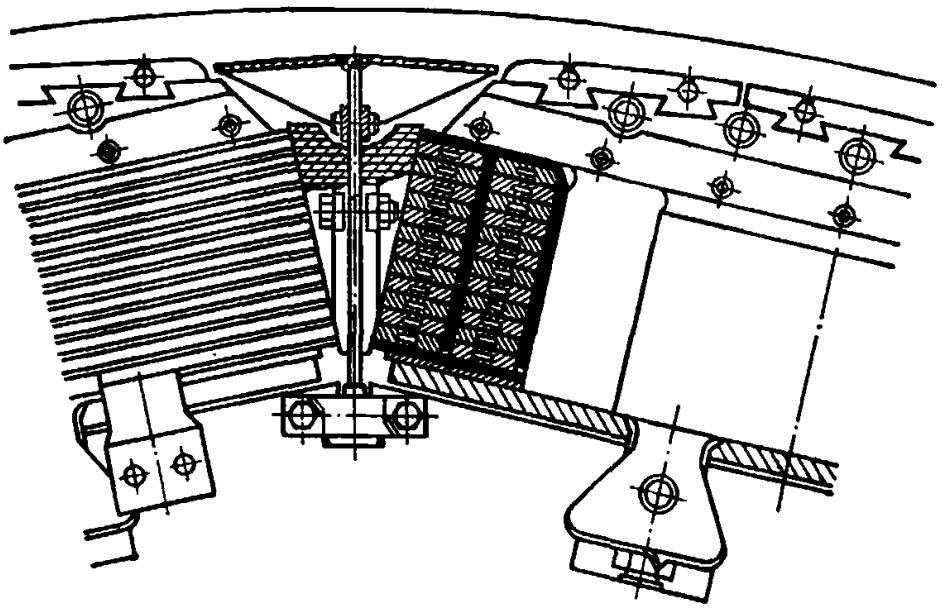


Рис. 7-11. Ротор гидрогенератора с внутренним водяным охлаждением обмотки

вегии. Статор и ротор этой машины показаны на рис. 7-12 и 7-13. В отечественной практике также разработана и применяется водяная система охлаждения подобного типа.

Кроме того, разработаны и созданы опытные гидрогенераторы с полным водяным охлаждением, в которых водой охлаждаются не только обмотки статора и обмотки возбуждения, но и сердечник статора, демпферная обмотка ротора и сердечники полюсов. Например, фирма ASEA (Швеция) изготовила гидрогенератор мощностью 225 *Мв·а*, 200 *об/мин*, в котором используется система полного водяного охлаждения. В таких генераторах имеется возможность значительно снизить вентиляционные потери за счет сокращения объема циркулирующего воздуха, что существенно повышает к. п. д. машины, поскольку вентиляционные потери при обычном охлаждении составляют 15—30% общих потерь в гидрогенераторах.

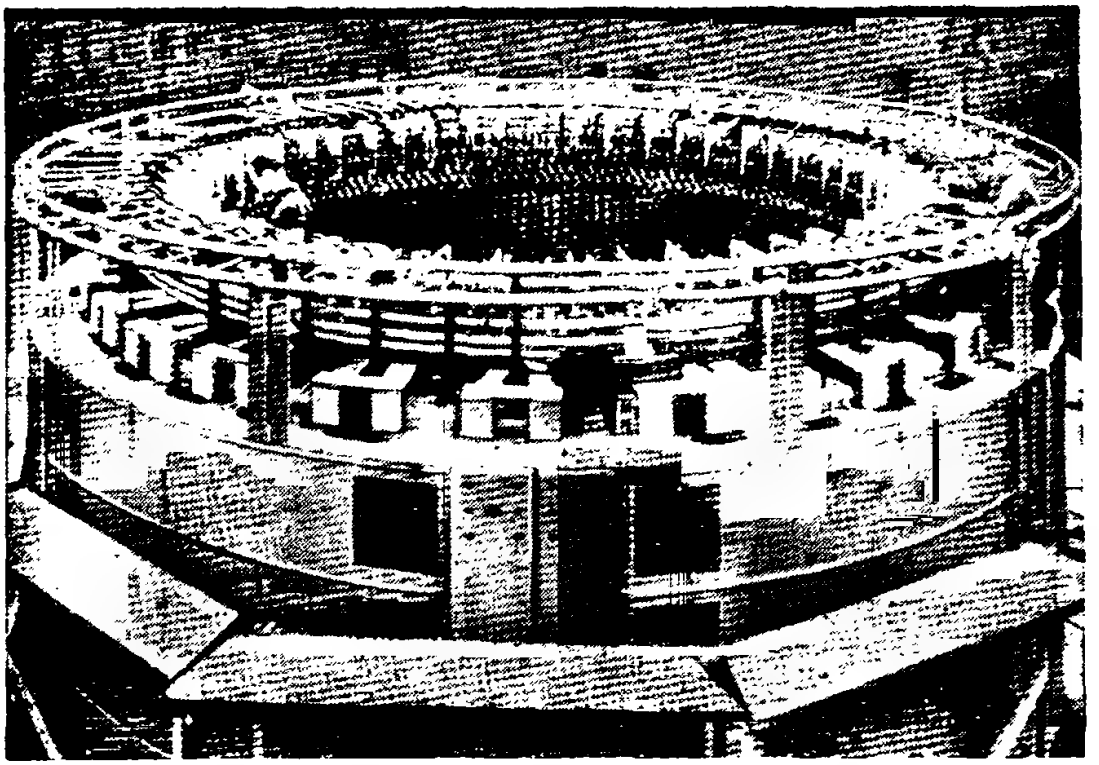


Рис. 7-12. Статор гидрогенератора 190 *Мв · а*, 375 *об/мин* с полным водяным охлаждением

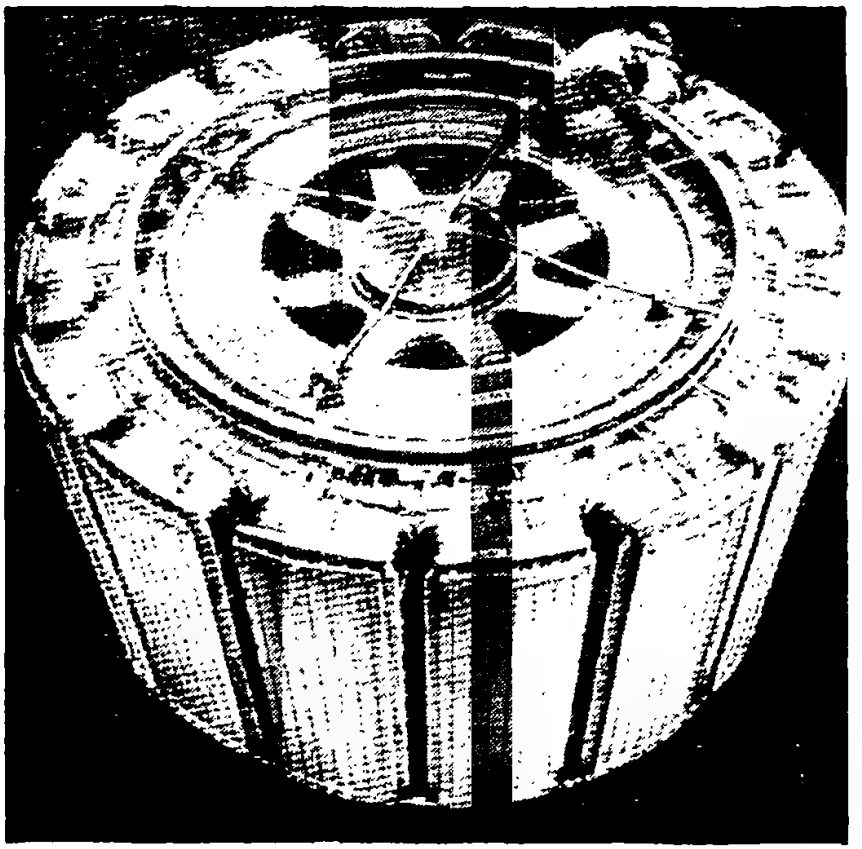
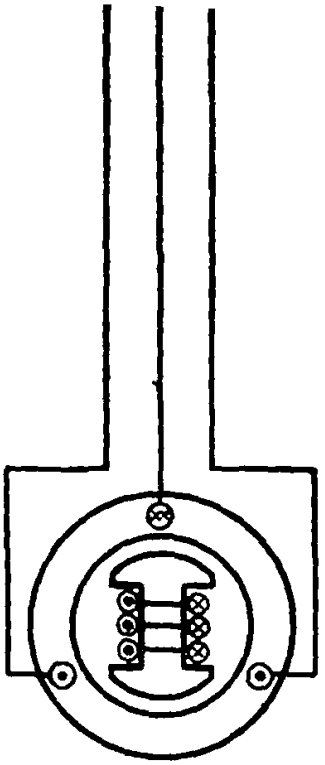


Рис. 7-13. Ротор гидрогенератора 190 *Мв · а*, 375 *об/мин* с полным водяным охлаждением



Раздел второй

СИНХРОННЫЕ МАШИНЫ

Глава восьмая

РЕАКЦИЯ ЯКОРЯ СИНХРОННОЙ МАШИНЫ ПРИ СИММЕТРИЧНОЙ НАГРУЗКЕ

8-1. Явление реакции якоря многофазного синхронного генератора при симметричной нагрузке

Рассмотрим сначала реакцию якоря и воздействие ее на поле возбуждения в синхронном генераторе с физической стороны происходящих явлений.

Ток обмотки статора синхронной машины создает н. с., основная волна которой, называемая н. с. реакции якоря, вращается синхронно с ротором. Н. с. реакции якоря воздействует на н. с., созданную обмоткой возбуждения, и может усиливать или ослаблять поле возбуждения машины, а также искажать магнитное поле возбуждения.

В синхронном генераторе сдвиг тока статора I относительно э. д. с. E_0, индуктированной в обмотке статора потоком обмотки возбуждения, может находиться в пределах $-\pi/2 \leqslant \psi \leqslant \pi/2$, где ψ — угол сдвига во времени между током статора I и э. д. с. E_0. Рассмотрим сначала предельные случаи, когда $\psi=0$, $\psi=\pi/2$ и $\psi=-\pi/2$.

На рис. 8-1, *а* представлена картина распределения токов статора и потоков синхронного генератора при $\psi=0$. Вращение полюсов ротора принято по часовой стрелке. Максимум основной волны поля возбуждения будет находиться против середины полюсов, и в этих же точках будут находиться проводники с максимальной индуктированной э. д. с.; при $\psi=0$ здесь же будут находиться и проводники с максимумом тока, как это изображено на рис. 8-1, *а*. На рис. 8-1, *б* представлено взаимное расположение основной волны поля возбуждения (кривая *2*) и основной волны реакции якоря (кривая *1*). В этом случае н. с. реакции якоря, так же как и в машине постоянного тока при положении щеток на нейтрали, направлена перпендикулярно н. с. полюсов. Это приводит к искажению формы кривой поля и к асимметричному распределению индукции под полюсным наконечником. Индукция под сбе-

гающим краем полюсного наконечника несколько увеличивается, а под набегающим краем уменьшается. Ось результирующего поля (кривая *3*) смещается под действием н. с. реакции якоря в генераторе против направления вращения ротора, что соответствует смещению ее по направлению вращения поля якоря в машине постоянного тока.

На рис. 8-2, *а* представлена картина распределения токов и потоков при $\psi=+\pi/2$, т. е. при чисто индуктивном токе нагрузки относительно э. д. с. E_0. В этом случае максимум токов будет сдвинут в пространстве от максимума э. д. с., совпадающего с середи-

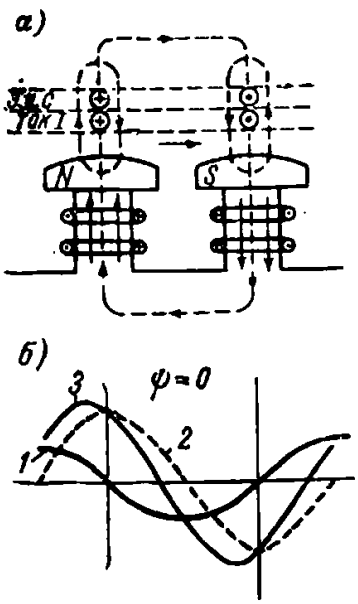


Рис. 8-1. Поле реакции якоря при $\psi=0$

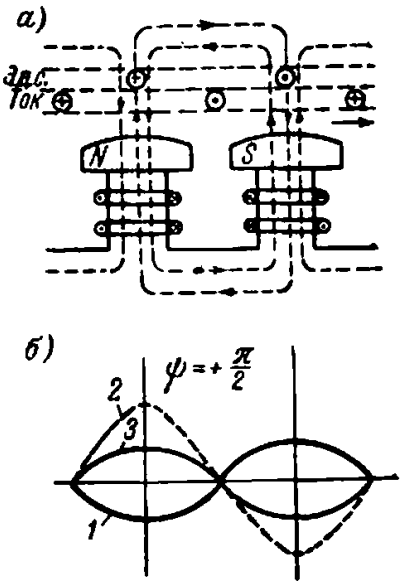


Рис. 8-2. Поле реакции якоря при $\psi=\pi/2$

ной полюсов, на угол $\pi/2$ против направления вращения ротора, так как основная волна реакции якоря вращается синхронно с полюсами возбуждения, а при $\psi=+\pi/2$ волна тока отстает по фазе от волны э. д. с. на угол $\psi=-\pi/2$. Поле, создаваемое н. с. реакции якоря, будет направлено навстречу потоку возбуждения полюсов и поэтому будет оказывать на них размагничивающее действие.

На рис. 8-3, *а* представлена картина распределения токов и потоков при $\psi=-\pi/2$, т. е. при чисто емкостном токе нагрузки *I* относительно э. д. с. E_0. В этом случае максимум токов будет сдвинут вправо от максимума э. д. с., находящегося по-прежнему под серединой полюсов, и поэтому реакция якоря будет оказывать намагничивающее действие на поле возбуждения.

При промежуточных значениях ψ, например при $0<\psi<\pi/2$, т. е. при смешанной нагрузке индуктивного характера (рис. 8-4), синусоидальную волну основной гармонической н. с. реакции якоря можно разложить на две составляющие с амплитудами $F_a\cos\psi$ и $F_a\sin\psi$, геометрическая сумма которых равна ампли-

туде н. с. реакции якоря F_a. Значение $F_a = F_1$ при этом определяется равенством (4-36):

$$F_a = \frac{m\sqrt{2}}{\pi} \frac{\omega k_{об1}}{p} I.$$

Составляющая

$$F_{aq} = F_a \cos\psi \tag{8-1}$$

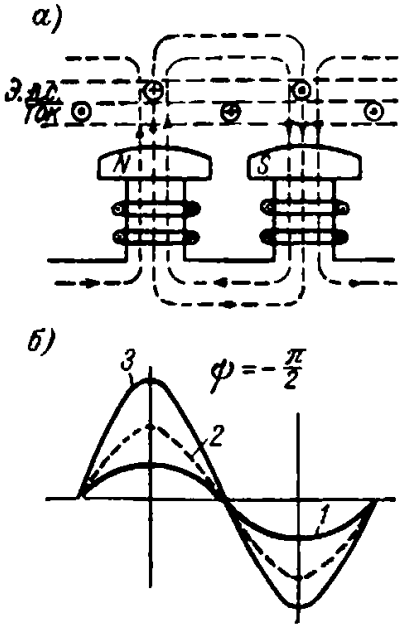


Рис. 8-3. Поле реакции якоря при $\psi = -\pi/2$

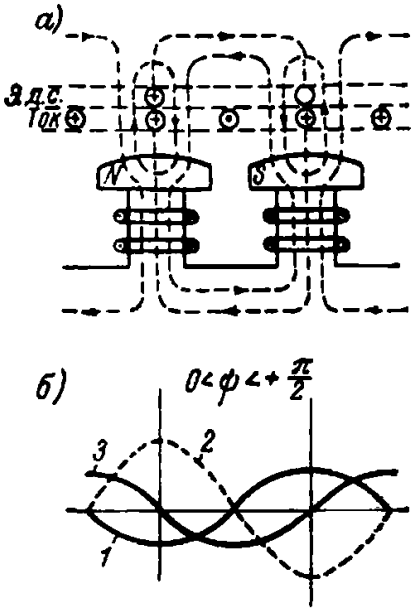


Рис. 8-4. Поле реакции якоря при $0 < \psi < \pi/2$

будет создавать поперечную реакцию якоря аналогично случаю, показанному на рис. 8-1, а составляющая

$$F_{ad} = F_a \sin\psi \tag{8-2}$$

будет создавать соответственно продольную размагничивающую составляющую реакцию якоря аналогично случаю на рис. 8-2. Равным образом при $0 > \psi > -\pi/2$ н. с. реакции якоря F_a также разлагается на составляющие:

$$F_{aq} = F_a \cos\psi;\ F_{ad} = F_a \sin\psi,$$

из которых первая представляет собой поперечную составляющую, а вторая — продольную составляющую реакции якоря, увеличивающую поле возбуждения аналогично случаю на рис. 8-3. На рис. 8-4, *б* поперечная составляющая н. с. с амплитудой F_{aq} изображается кривой *3*, а продольная составляющая н. с. с амплитудой F_{ad} — кривой *1*.

Геометрическая сумма основных волн н. с. обмотки якоря и обмотки возбуждения составляет в синхронной машине н. с., создающую результирующий магнитный поток.

При построении векторных диаграмм э. д. с. и н. с. необходимо знать, какая величина н. с. реакции якоря эквивалентна неко-

торому значению н. с. возбуждения. Знание этой зависимости дает возможность воспользоваться для определения влияния н. с. реакции якоря характеристикой холостого хода, по оси абсцисс которой, как известно, отложена н. с. или пропорциональный ей ток обмотки возбуждения. При приведении н. с. реакции якоря к масштабу н. с. возбуждения необходимо различать случаи для неявнополюсной и явнополюсной машины.

8-2. Реакция якоря неявнополюсной синхронной машины

Обмотка возбуждения неявнополюсной машины располагается на большей части окружности ротора, составляющей зону малых зубцов, а остальная, меньшая, часть, остающаяся необмотанной, составляет зону большого зубца (рис. 8-5). Пренебрегая влиянием пазов, создающих некоторую ступенчатость в кривой н. с., можно считать, что н. с. возбуждения распределена по окружности цилиндрического ротора с неявными полюсами по закону трапеции (рис. 8-5).

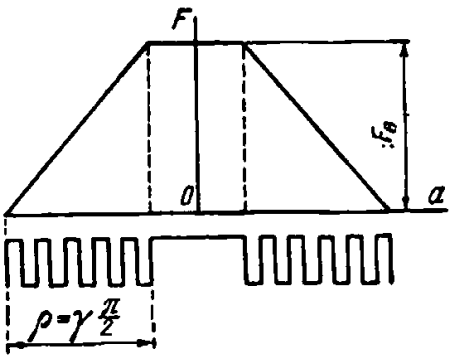


Рис. 8-5. Н. с. обмотки возбуждения неявнополюсной синхронной машины

Отношение обмотанной части полюса ко всему полюсному делению γ лежит обычно в пределах $\gamma=0{,}67\div 0{,}8$.

Обозначим пространственную угловую координату вдоль воздушного зазора через a.

Разлагая трапецеидальную кривую н. с. возбуждения согласно рис. 8-5 в ряд Фурье, при расположении начала координат против центра большого зубца получим:

$$F=F_{в1}\cos a+F_{в3}\cos 3a+F_{в5}\cos 5a+\ldots,$$

причем амплитуда ν-й гармонической будет

$$F_{в\nu}=\frac{2}{\pi}\int\limits_{-\frac{\pi}{2}}^{\frac{\pi}{2}}\cos\nu a\,da=\frac{4}{\pi}\int\limits_{0}^{(1-\gamma)\frac{\pi}{2}}F_в\cos\nu a\,da+$$

$$+\frac{4}{\pi}\int\limits_{(1-\gamma)\frac{\pi}{2}}^{\frac{\pi}{2}}\frac{\frac{\pi}{2}-a}{\gamma\frac{\pi}{2}}F_в\cos\nu a\,da. \quad (8\text{-}3)$$

Произведя интегрирование и учитывая, что ν — нечетное число, получим:

$$F_{в\nu}=\frac{8}{\pi^2}\frac{F_в}{\gamma}\frac{1}{\nu^2}\sin\frac{\nu\pi}{2}\sin\nu\gamma\frac{\pi}{2}. \quad (8\text{-}4)$$

При этом $F_в$ представляет собой н. с. обмотки возбуждения на один полюс:

$$F_в = w_в i_в, \tag{8-5}$$

где $i_в$ — ток возбуждения и $w_в$ — число витков на полюс.

Для основной гармонической ($\nu = 1$) из выражения (8-4) получим:

$$F_{в1} = \frac{8 \sin \frac{\gamma\pi}{2}}{\pi^2 \gamma} F_в = k_f F_в, \tag{8-6}$$

где коэффициент

$$k_f = \frac{8 \sin \frac{\gamma\pi}{2}}{\pi^2 \gamma} \tag{8-7}$$

называется коэффициентом формы поля возбуждения, который определяет отношение амплитуды индукции основной волны поля возбуждения к действительному максимальному значению индукции поля возбуждения.

Н. с. возбуждения при $i_в = \text{const}$ является неизменной во времени, так как обмотка возбуждения питается постоянным током. Наименьшее относительное содержание гармонических получается при $\gamma = 0{,}75$, поэтому обычно в турбогенераторах стараются выбрать γ около указанного значения. Например, при двадцати четырех обмотанных пазах и общем числе пазовых делений — тридцать два, что характерно для некоторых турбогенераторов завода «Электросила» имени С. М. Кирова, $\gamma = 24/32 = 0{,}75$.

Найдем ту н. с. возбуждения, которая создает такой же поток основной волны, как и н. с. реакции якоря данной величины. Так как при ненасыщенной магнитной системе потоки пропорциональны вызывающим их н. с., то мы можем, выделяя амплитуду основной волны н. с. обмотки возбуждения и приравнивая ее амплитуде основной волны н. с. реакции якоря, найти выражение для н. с. реакции якоря в масштабе н. с. возбуждения. Амплитуда основной волны н. с. обмотки возбуждения на один полюс определяется по формуле (8-6). Соответственно амплитуда основной волны реакции якоря трехфазной машины при симметричной нагрузке с фазным током I

$$F_a = \frac{m\sqrt{2}}{\pi} \frac{w k_{об}}{p} I. \tag{8-8}$$

Величину н. с. возбуждения $F_{в.э}$, эквивалентную заданной величине н. с. реакции якоря F_a, найдем, если в (8-5) заменим $F_в$ на эквивалентную н. с. возбуждения $F_{в.э}$ и определим эту величину из равенства основных гармонических н. с. (по 8-6) и (8-8). Таким образом,

$$F_a = \frac{8 \sin \frac{\gamma\pi}{2}}{\pi^2 \gamma} F_{в.э} = k_f F_{в.э},$$

откуда для коэффициента приведения н. с. реакции якоря к н. с. обмотки возбуждения

$$k_a = F_{в.э}/F_a \tag{8-9}$$

получим:

$$k_a = \frac{\pi^2 \gamma}{8 \sin \frac{\gamma\pi}{2}} = \frac{1}{k_f}. \tag{8-10}$$

Для каждой машины коэффициент k_a представляет некоторую определенную величину и

$$F_{в.э} = k_a F_a = \frac{m\sqrt{2}\omega k_{об}}{\pi p} k_a I. \tag{8-11}$$

Полагая в (8-11) $F_{в.э} = \omega_в i_{в.э}$, можно найти также ток возбуждения $i_{в.э}$, эквивалентный току якоря I.

Таким образом, коэффициент k_a дает возможность выразить н. с. якоря в масштабе н. с. возбуждения, и, следовательно, характеристика холостого хода дает возможность найти зависимость потока реакции якоря от амплитуды основной гармонической н. с. якоря.

Таблица 8-1

γ	$\gamma \cdot 90°$	k_a
0,6	54°	0,918
0,66	59,4°	0,943
0,7	63°	0,97
0,75	67,5°	1,0
0,8	72°	1,035

Зависимость коэффициента k_a от γ представлена в табл. 8-1. При наиболее употребительном отношении $\gamma = 0{,}75$ имеем $k_a = 1$, и, следовательно, амплитуда основной волны реакции якоря равна максимуму эквивалентной н. с. возбуждения (высоте трапецеидальной кривой).

Поток реакции якоря индуктирует в его обмотке э. д. с. реакции якоря E_a, пропорциональную при $\mu = \text{const}$ току якоря I:

$$E_a = x_a I. \tag{8-12}$$

Величина x_a называется индуктивным сопротивлением реакции якоря неявнополюсной машины, которое в соответствии с соотношением (5-5) равно:

$$\boxed{x_a = 2mf \frac{\mu_0 D l}{k_\delta k_\mu \delta} \frac{\omega^2 k_{об}^2}{p^2}.} \tag{8-13}$$

8-3. Реакция якоря явнополюсной синхронной машины. Теория двух реакций [95, 98 а]

В явнополюсной машине воздушный зазор даже при отсутствии пазов на статоре не является постоянным вследствие наличия большого воздушного междуполюсного пространства.

Основная гармоническая н. с. реакции якоря, взаимодействуя с основной гармонической н. с. обмотки возбуждения, создает

результирующую н. с., ось которой смещена в генераторе от оси полюсов ротора против направления вращения.

Так как воздушный зазор, будучи симметричным относительно оси полюсов, становится асимметричным относительно оси результирующей н. с., смещенной от оси полюсов, то получающаяся, как следствие результирующей н. с., результирующая кривая поля будет асимметричной с содержанием высших гармонических заметной величины. Формы результирующего поля и амплитуда основной волны поля при одной и той же амплитуде результирующей н. с. будут изменяться в зависимости от угла ψ.

Для количественного учета действия реакции якоря в машине с явными полюсами явление рассматривается так, как будто н. с. возбуждения и н. с. реакции создают в машине самостоятельные потоки, индуктирующие в обмотке статора самостоятельные э. д. с., что значительно облегчает количественный учет. При отсутствии насыщения стали безразлично, находить ли сначала по составляющим н. с. их результирующую и результирующий поток в машине и по этому потоку определять э. д. с. или найти потоки составляющих н. с., по ним определить составляющие э. д. с. и затем геометрическим сложением составляющих э. д. с. найти результирующую. Разница могла бы получиться, если внести в рассмотрение учет явления насыщения магнитной цепи, но так как при относительно больших воздушных зазорах синхронных машин насыщение оказывает малое влияние, а учет его встречает чрезвычайно большие математические трудности, то при анализе реакции якоря этим явлением пренебрегают, учитывая его лишь косвенно при построении диаграмм напряжений.

При принятых положениях основная волна поля от н. с. возбуждения будет изменяться пропорционально амплитуде основной волны н. с. Все гармонические кривой поля будут также изменяться пропорционально амплитуде основной волны н. с. Амплитуда же основной волны поля реакции якоря будет зависеть не только от основной волны н. с. реакции якоря, но также и от угла ψ. Получающиеся вследствие асимметрии воздушного зазора гармонические в кривой поля реакции якоря будут также зависеть от угла ψ. Если бы мы, как и для неявнополюсной машины, хотели найти для всего поля якоря коэффициент k_a, который дает возможность выразить н. с. реакции якоря в масштабе н. с. возбуждения, то, очевидно, величина этого коэффициента зависела бы от угла ψ, что усложняло бы анализ.

При анализе данного вопроса применяется теория двух реакций, введенная Блонделем и заключающаяся в следующем.

После выделения основной волны н. с. реакции якоря вышеуказанными методами мы разлагаем ее на две составляющие по основным осям магнитной системы машины — продольную, максимум которой совпадает с осью полюсов, и поперечную, максимум которой совпадает с серединой пространства между полюсами. Амплитуда составляющей основной волны реакции якоря по продольной оси и амплитуда составляющей по поперечной оси соот-

ветственно будут:

$$F_{ad}=F_a \sin\psi \text{ и } F_{aq}=F_a \cos\psi.$$

Поскольку каждая из составляющих не изменяет своего положения относительно оси полюсов, можно для каждой из них найти соответствующие коэффициенты: k_{ad} для продольной оси и k_{aq} для поперечной, которые дадут возможность выразить для каждой из этих составляющих н. с. реакции якоря в масштабе н. с. возбуждения подобно тому, как при неявнополюсной машине находится коэффициент k_a, который является неизменным при любых значениях угла ψ. Различие при этом получается только в том, что в неявнополюсной машине в статорной обмотке рассматривается одна общая э. д. с. основной волны от реакции якоря E_a, а в явнополюсной машине — две э. д. с.: E_{ad} и E_{aq} — от продольной и поперечной реакций якоря, сдвинутых по фазе на 90°. Так как форма поля, созданная одной и той же основной волной реакции якоря при $\psi=0$ и $\psi=\pm\pi/2$, будет различна, то, очевидно, и коэффициенты реакции якоря k_{ad} и k_{aq} для продольной и поперечной осей получают неравные значения. Произведем анализ реакции якоря по обеим осям

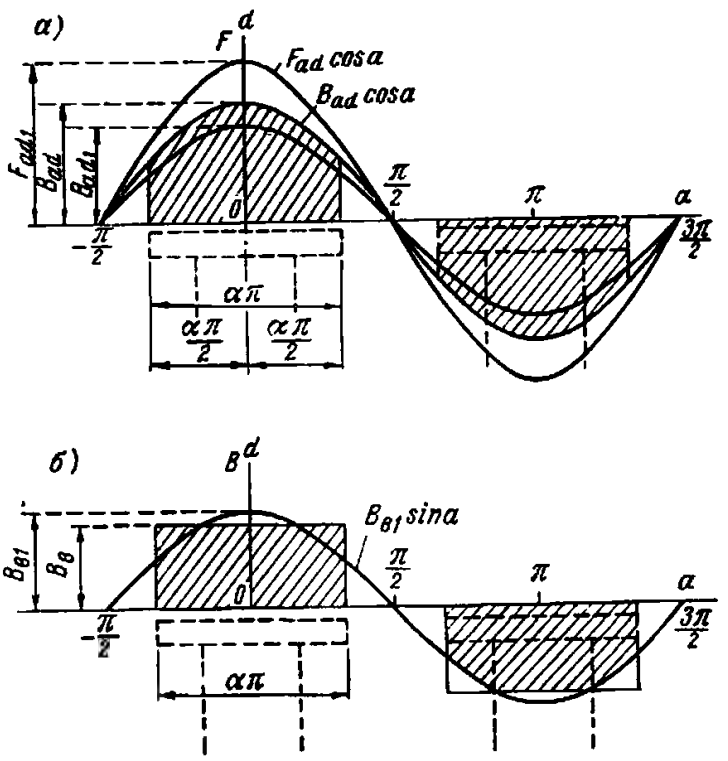


Рис. 8-6. Н. с. и магнитное поле реакции якоря по продольной оси и обмотки возбуждения явнополюсной синхронной машины

А. Реакция якоря по продольной оси. На рис. 8-6, *а* представлено положение кривой основной волны реакции якоря $F_{ad}\cos\alpha = F_a \sin\psi\cos\alpha$ по отношению к полюсной системе при $\psi=\pm\pi/2$. Отношение ширины полюсного наконечника к полюсному делению — коэффициент полюсной дуги — обозначено через α. Заштрихованные участки соответствуют индукции, которая создается синусоидальной волной продольной составляющей реакции якоря, в предположении, что воздушный зазор является на протяжении полюсного наконечника постоянным, но весьма малым: $\delta\approx 0$, что позволяет пренебречь краевыми эффектами, и проницаемость материала магнитной цепи бесконечно велика. При этом, пренебрегая магнитным сопротивлением стали в контуре магнитной

цепи, а также магнитной проводимостью пространства в зоне между полюсами и полюсными наконечниками (что справедливо при относительно малых зазорах), можем считать, что кривая индукции в воздушном зазоре имеет на протяжении полюсного наконечника такую же форму, как и кривая н. с. Так как поле теряет свою синусоидальную форму, оно будет индуктировать в статорной обмотке э. д. с. не только основной, но и высших гармонических. Найдем коэффициент k_d, определяющий уменьшение амплитуды основной волны поля по сравнению с ее значением при равномерном воздушном зазоре, для чего найдем основную гармоническую поля, которая показана на рис. 8-6, *а* в виде заштрихованного участка.

Если поместить начало координат под центром полюса, как это сделано на рис. 8-6, *а*, то все синусные члены разложения исчезают и остаются косинусные члены. Для амплитуды основной гармонической поля B_{ad1} в этом случае получим:

$$B_{ad1} = \frac{2}{\pi} \int\limits_{-\frac{\pi}{2}}^{\frac{\pi}{2}} B \cos a da = \frac{2}{\pi} \int\limits_{-\frac{\alpha\pi}{2}}^{\frac{\alpha\pi}{2}} B_{ad} \cos^2 a da,$$

так как в данном случае индукция B отличается от нуля только в области $-\alpha\pi/2 \leqslant a \leqslant \alpha\pi/2$, где она равна $B_{ad}\cos a$, причем B_{ad} — максимальное значение индукции продольной реакции якоря, т. е. значение B под центром полюсного наконечника:

$$B_{ad1} = \frac{B_{ad}}{\pi} \int\limits_{-\frac{\alpha\pi}{2}}^{\frac{\alpha\pi}{2}} (1 + \cos 2a) da =$$

$$= \frac{B_{ad}}{\pi} \left[a + \frac{\sin 2a}{2} \right]_{-\frac{\alpha\pi}{2}}^{\frac{\alpha\pi}{2}} = \frac{\alpha\pi + \sin \alpha\pi}{\pi} B_{ad}. \quad (8\text{-}14)$$

Коэффициент

$$k_d = B_{ad1}/B_{ad}, \quad (8\text{-}15)$$

определяющий степень уменьшения амплитуды основной гармонической поля продольной реакции якоря вследствие неравномерности воздушного зазора, обусловленной наличием воздушного пространства между полюсами и полюсными наконечниками, называется **коэффициентом формы поля продольной реакции якоря**. Согласно (8-14) и (8-15) при $\delta = \text{const} \approx 0$

$$k_d = \frac{\alpha\pi + \sin \alpha\pi}{\pi}. \quad (8\text{-}16)$$

Максимальная индукция поля реакции якоря по продольной оси в общем случае с учетом зубчатости статора

$$B_{ad}=\frac{\mu_0}{k_\delta\delta}F_{ad}, \tag{8-17}$$

где δ — величина зазора под центром полюсного наконечника.

Найдем теперь основную гармоническую поля, создаваемого н. с. полюсов. Если зазор под наконечником полюса является равномерным и весьма малым, то поле возбуждения имеет вид прямоугольной кривой, основание которой равно $\alpha\pi$ (рис. 8-6, *б*). Эта кривая имеет основную гармоническую, амплитуда которой

$$B_{в1}=\frac{2}{\pi}\int\limits_{-\frac{\alpha\pi}{2}}^{\frac{\alpha\pi}{2}}B_в\cos ada=\frac{4}{\pi}\sin\frac{\alpha\pi}{2}B_в. \tag{8-18}$$

В общем случае $B_в$ представляет собой максимальное значение индукции поля возбуждения под центром полюсного башмака, равное

$$B_в=\frac{\mu_0}{k_\delta\delta}F_в. \tag{8-19}$$

Отношение амплитуды индукции основной волны поля возбуждения $B_{в1}$ к максимальному значению индукции этого поля

$$k_f=B_{в1}/B_в \tag{8-20}$$

называется коэффициентом формы поля возбуждения.

При весьма малом и равномерном зазоре под полюсным наконечником этот коэффициент согласно (8-18)

$$k_f=\frac{4}{\pi}\sin\frac{\alpha\pi}{2}. \tag{8-21}$$

Н. с. обмотки возбуждения $F_{вd}$, эквивалентную н. с. реакции якоря по продольной оси F_{ad}, найдем из условия равенства основных гармонических магнитного поля, создаваемых этими н. с.:

$$\frac{\mu_0}{\delta k_\delta}F_{вd}k_f=\frac{\mu_0}{\delta k_\delta}F_{ad}k_d,$$

откуда

$$F_{вd}=\frac{k_d}{k_f}F_{ad}=k_{ad}F_{ad}.$$

Коэффициент

$$k_{ad}=k_d/k_f \tag{8-22}$$

называется коэффициентом приведения н. с. реакции якоря по продольной оси к н. с. обмотки возбуждения или короче — коэффициентом продольной реакции.

При $\delta = \text{const} \approx 0$ согласно (8-16) и (8-21)

$$k_{ad} = \frac{\alpha\pi + \sin\alpha\pi}{4 \sin\frac{\alpha\pi}{2}}. \tag{8-23}$$

Практические данные по введенным выше коэффициентам приводятся ниже.

При известном значении k_{ad} эквивалентная н. с. возбуждения $F_{вd}$ определяется по соотношению

$$F_{вd} = k_{ad}F_{ad} = \frac{m\sqrt{2}}{\pi}\frac{wk_{об}}{p}k_{ad}I\sin\psi. \tag{8-24}$$

Подставив сюда

$$F_{вd} = w_в i_{вd}, \tag{8-25}$$

можно также найти ток возбуждения $i_{вd}$, эквивалентный продольной составляющей тока статора $I_d = I\sin\psi$.

Указанным образом получим:

$$i_{вd} = \frac{m\sqrt{2}}{\pi}\frac{wk_{об}}{pw_в}k_{ad}I_d. \tag{8-26}$$

Э. д. с. E_{ad}, индуктированная в обмотке статора продольной н. с. реакции якоря F_{ad}, является э. д. с. самоиндукции фазы обмотки статора от этого поля с учетом взаимоиндукции от других фаз статора. При $\mu = \text{const}$ э. д. с. E_{ad} пропорциональна F_{ad} и, следовательно, продольной составляющей тока статора I_d:

$$E_{ad} = x_{ad}I_d. \tag{8-27}$$

Коэффициент пропорциональности x_{ad} является индуктивным сопротивлением реакции якоря по продольной оси.

Так как вследствие неравномерности воздушного зазора явнополюсной машины, обусловленной конфигурацией полюсного наконечника, основная гармоническая поля реакции якоря по продольной оси уменьшается пропорционально k_d, то величину x_{ad} найдем, умножив x_a по (8-13) на k_d:

$$\boxed{x_{ad} = 2mf\frac{\mu_0 DI}{k_\delta k_\mu \delta}\frac{w^2 k_{об}^2}{p^2}k_d.} \tag{8-28}$$

Равенство (8-28) отчетливо выявляет зависимость x_{ad} от конструктивных данных машины.

Б. Реакция якоря по поперечной оси. Аналогичным образом может быть исследована реакция якоря по поперечной оси. На рис. 8-7 представлено положение основной волны поперечной реакции якоря с амплитудой $F_{aq1} = F_a\cos\psi$, производящей поперечное намагничивание машины и не вступающей в непосредственное взаимодействие с н. с. возбуждения. Заштрихованные участки

представляют собой поле, создаваемое поперечной реакцией якоря в предположении, что воздушный зазор является на всем протяжении полюсного наконечника равномерным и ничтожно малым ($\delta \approx 0$), а проницаемость материала магнитной цепи бесконечно велика.

При этих условиях кривая индукции B на протяжении полюсного наконечника изменяется относительно поперечной оси q по закону $B = B_{aq} \cos a$, а относительно продольной оси d — по закону $B = B_{aq} \sin a$. При этом B_{aq} представляет собой максимальное значение индукции поля поперечной реакции при условии, что зазор δ равномерный по всей окружности:

$$B_{aq} = \frac{\mu_0}{k_\delta \delta} F_{aq}.$$

Обозначим через k_q коэффициент формы поля поперечной реакции:

$$k_q = B_{aq1}/B_{aq}, \quad (8\text{-}29)$$

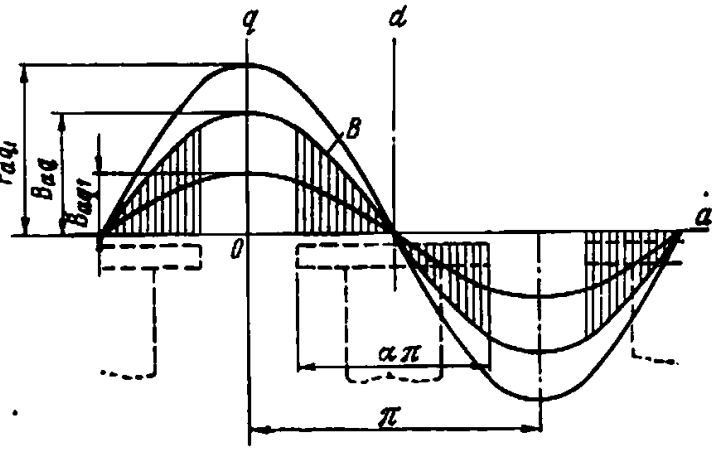


Рис. 8-7. Н. с. и магнитное поле реакции якоря явнополюсной синхронной машины по поперечной оси

где B_{aq1} — амплитуда основной гармонической магнитного поля поперечной реакции. Коэффициент k_q определяет степень уменьшения B_{aq1} по сравнению с B_{aq} вследствие неравномерности зазора, вызванной наличием воздушного пространства между полюсами.

Величина B_{aq1} для случая $\delta = \text{const} \approx 0$ на протяжении полюсного башмака определится согласно рис. 8-7, если отсчитывать координату a от оси d, выражением

$$B_{aq1} = \frac{2}{\pi} \int_{-\frac{\pi}{2}}^{+\frac{\pi}{2}} B \sin a\, da = \frac{2}{\pi} \int_{-\frac{\alpha\pi}{2}}^{+\frac{\alpha\pi}{2}} B_{aq} \sin^2 a\, da =$$

$$= \frac{B_{aq}}{\pi} \int_{-\frac{\alpha\pi}{2}}^{+\frac{\alpha\pi}{2}} (1 - \cos 2a)\, da = \frac{B_{aq}}{\pi} \left[a - \frac{\sin 2a}{2} \right]_{-\frac{\alpha\pi}{2}}^{+\frac{\alpha\pi}{2}} = \frac{\alpha\pi - \sin \alpha\pi}{\pi} B_{aq}, \quad (8\text{-}30)$$

что дает следующее значения k_q для случая $\delta = \text{const} \approx 0$:

$$k_q = \frac{\alpha\pi - \sin \alpha\pi}{\pi}. \quad (8\text{-}31)$$

Определим ту эквивалентную величину н. с. возбуждения $F_{вq}$, которая при ее действии по поперечной оси создала бы такую же

основную гармоническую поля, как и заданная величина н. с. поперечной реакции F_{aq}. На основании ранее изложенного между $F_{вq}$ и F_{aq} должна соблюдаться зависимость

$$\frac{\mu_0}{k_\delta \delta} F_{вq} k_f = \frac{\mu_0}{k_\delta \delta} F_{aq} k_q, \tag{8-32}$$

где k_f имеет то же значение, что и в выражении (8-21) при рассмотрении продольной реакции якоря.

Из (8-32) найдем:

$$F_{вq} = k_{aq} F_{aq}, \tag{8-33}$$

где

$$k_{aq} = k_q / k_f \tag{8-34}$$

представляет собой коэффициент приведения н. с. реакции якоря по поперечной оси к н. с. обмотки возбуждения или короче — коэффициент поперечной реакции.

При $\delta = \text{const} \approx 0$ согласно (8-21) и (8-31)

$$k_{aq} = \frac{\alpha\pi - \sin\alpha\pi}{4 \sin \frac{\alpha\pi}{2}}. \tag{8-35}$$

При известном k_{aq} эквивалентная н. с. возбуждения находится по соотношению

$$F_{вq} = k_{aq} F_{aq} = \frac{m\sqrt{2}}{\pi} \frac{w k_{об}}{p} k_{aq} I \cos\psi. \tag{8-36}$$

Если подставить в (8-36)

$$F_{вq} = w_в i_{вq}, \tag{8-37}$$

то можно найти ток возбуждения i_{aq}, эквивалентный поперечной составляющей тока якоря:

$$I_q = I \cos\psi. \tag{8-38}$$

Основная гармоническая поля поперечной реакции якоря индуктирует в его обмотке э. д. с.

$$E_{aq} = x_{aq} I_q, \tag{8-39}$$

где x_{aq} представляет собой индуктивное сопротивление реакции якоря по поперечной оси.

Выражение для x_{aq} можно получить из (8-28), если заменить там k_d на k_q и опустить коэффициент насыщения k_μ, так как потоки поперечной реакции якоря, замыкающиеся через большие воздушные пространства между полюсами, мало зависят от насыщения. Таким образом,

$$\boxed{x_{aq} = 2mf \frac{\mu_0 D l}{k_\delta \delta} \frac{w^2 k_{об}^2}{p^2} k_q.} \tag{8-40}$$

В. Коэффициент реакции якоря. Значения коэффициентов k_d, k_q, k_{ad}, k_{aq} и k_f для равномерного и весьма малого зазора под полюсным наконечником, вычисленные по (8-16), (8-31), (8-23), (8-35) и (8-21), представлены в табл. 8-2. Как видно из таблицы, k_q и k_{aq} соответственно значительно меньше k_d и k_{ad} и становятся равными лишь при $\alpha=1$, т. е. при смыкании полюсных наконечников соседних полюсов.

Таблица 8-2

Коэффициент	$\alpha = b/\tau$						
	0.4	0.5	0.6	0.667	0.7	0.8	1.0
k_d	0,703	0,818	0,913	0,943	0,958	0,987	1,000
k_q	0,097	0,182	0,287	0,391	0,442	0,613	1,000
k_f	0,749	0,900	1,032	1,104	1,135	1,212	1,275
k_{ad}	0,938	0,910	0,883	0,853	0,843	0,813	0,785
k_{aq}	0,129	0,202	0,288	0,354	0,389	0,505	0,785

В реальных машинах воздушный зазор под полюсным наконечником имеет определенную величину и для уменьшения влияния реакции якоря делается значительно бо́льшим, чем в асинхронных машинах. Кроме того, для достижения формы поля возбуждения, по возможности близкой к синусоидальной, воздушный зазор под наконечником выполняется не равномерным, а увеличивающимся по направлению к краям полюсного наконечника.

На практике форму полюсного наконечника очерчивают радиусом, несколько меньшим, чем радиус расточки статора. Отношение максимальной величины зазора δ_{max} под краем наконечника к его величине δ под серединой наконечника при этом обычно выбирают в пределах $\delta_{max}/\delta = 1{,}5 \div 2{,}0$.

В результате всего этого появляется заметный по величине поток реакции якоря также в области междуполюсного пространства, и формы кривых поля будут заметно отличаться от изображенных на рис. 8-6 и 8-7. Формы кривых поля и величины соответствующих коэффициентов при этом устанавливаются на основании графических построений полей в области воздушного зазора машины.

На рис. 8-8, 8-9, 8-10, 8-11 и 8-12 изображены в функции α кривые коэффициентов k_d, k_q, k_f, k_{ad} и k_{aq}, полученные М. П. Костенко и Б. Е. Коник [116]. На рис. 8-13 и 8-14 приведены кривые для определения коэффициентов формы поля k_Φ и коэффициента потока полюсной дуги k_λ. Кривые даются для различных отношений величины зазора под центром полюсного наконечника δ к полюсному делению τ и для различных отношений δ к максимальному зазору (у края полюсного наконечника) δ_{max}, в том числе и для равномерного зазора на протяжении полюсного наконечника ($\delta_{max}/\delta = 1$).

Г. Приведение параметров обмотки возбуждения к статору. При анализе процессов, происходящих в трансформаторах, производят приведение вторичной обмотки к первичной (см. ч. I, гл. 13) и при этом параметры приведенной вторичной обмотки получают умножением реальных параметров вторичной обмотки на коэффициент приведения k^2. При изучении различных переходных процессов синхронных машин, когда взаимоиндуктивная связь обмоток статора и ротора проявляется подобно тому, как она проявляется между обмотками трансформаторов, также производят приведение обмоток ротора синхронной машины к обмотке статора.

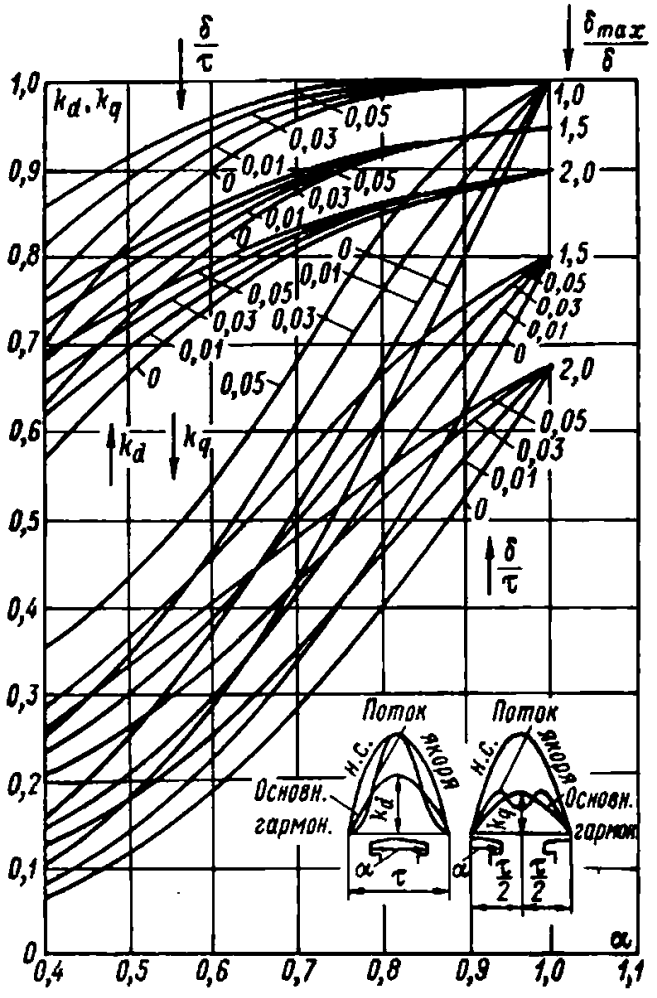


Рис. 8-8. Кривые для определения коэффициентов k_d и k_q

Найдем здесь коэффициент приведения параметров обмотки возбуждения к статору $k_{в.с}$, исходя из равенства потерь в приведенной и реальной обмотках, что, как было установлено при изучении трансформаторов, должно соблюдаться при приведении обмоток.

Потери в реальной обмотке возбуждения

$$p_в = i_в^2 r_в.$$

При приведении реальная обмотка возбуждения заменяется обмоткой, идентичной m-фазной обмотке статора, в котором протекает приведенный ток возбуждения с действующим значением $I_{dэ}$, эквивалентный току возбуждения $i_в$. Потери в приведенной обмотке

$$p_в' = mI_{dэ}^2 r_в',$$

где $r_в'$ — приведенное активное сопротивление обмотки возбуждения. Приравнивая $p_в = p_в'$, найдем:

$$r_в' = \frac{i_в^2}{mI_{dэ}^2} r_в = k_{в.с} r_в, \qquad (8\text{-}41)$$

где коэффициент при $r_в$

$$k_{в.с} = \frac{i_в^2}{m I_{dэ}^2}$$

представляет собой искомый коэффициент приведения.

Зависимость между $i_в$ и $I_{dэ}$ определяется равенством (8-26), где необходимо положить $I_d = I_{dэ}$. Для $k_{в.с}$ при этом получим:

$$k_{в.с} = \frac{2m}{\pi^2} \frac{w^2 k_{обм}^2}{p^2 \omega_в^2} k_{ad}^2. \qquad (8\text{-}42)$$

При переходных процессах необходимо также считаться с индуктивностью $L_{σв}$ (или индуктивным сопротивлением $x_в$ рассеяния обмотки возбуждения), обусловленной: а) потоками рассеяния обмотки возбуждения в междуполюсном пространстве аналогично пазу статора; б) тем же в лобовых частях обмотки возбуждения и в) высшими гармоническими поля возбуждения в воздушном зазоре. Формулы для расчета $L_{σв}$ и $x_в$ приводятся в специальных руководствах.

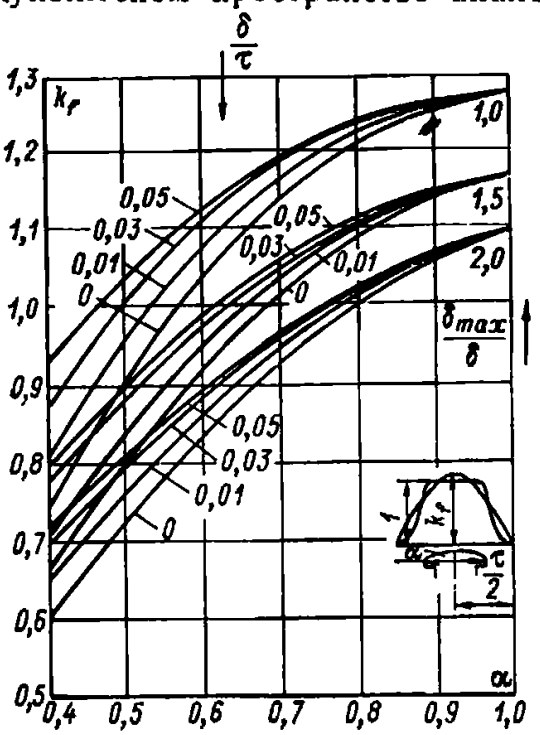


Рис. 8-9. Кривые для определения коэффициента k_f

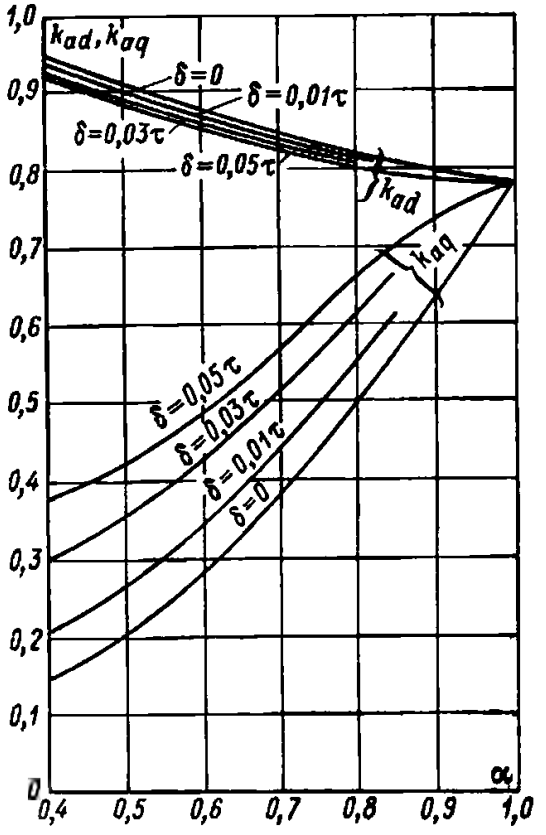


Рис. 8-10. Кривые для определения коэффициентов k_{ad} и k_{aq} при $\delta_{max}/\delta = 1{,}0$

Приведение параметров $L_{σв}$ и $x_в$ к статору производится с тем же коэффициентом, что и приведение $r_в$.

Таким образом, приведенные значения параметров обмотки возбуждения будут:

$$r'_в = k_{в.с} r_{в.с}; \quad L'_{σв} = k_{в.с} L_{σв}; \quad x'_в = k_{в.с} x_в. \qquad (8\text{-}43)$$

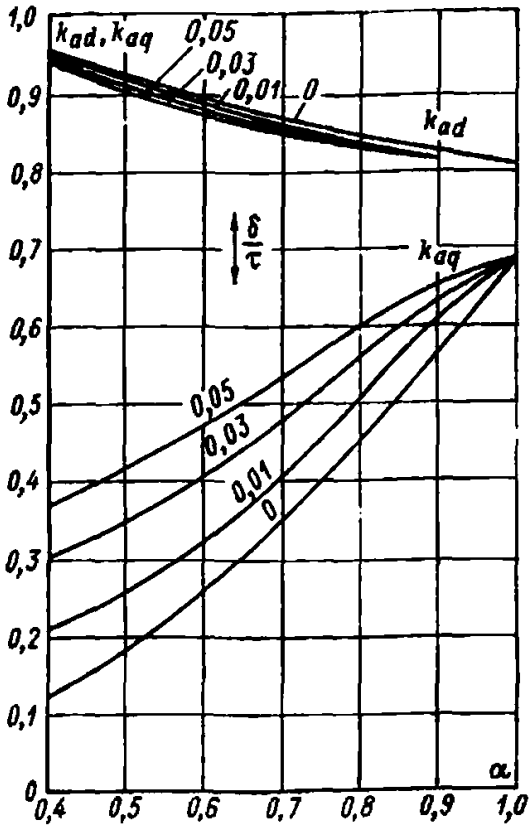


Рис. 8-11. Кривые для определения коэффициентов k_{ad} и k_{aq} при $\delta_{max}/\delta = 1{,}5$

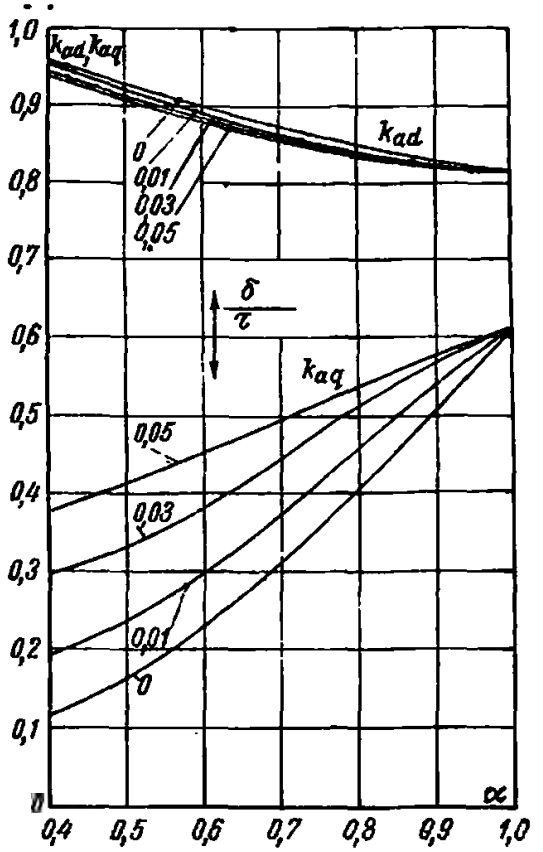


Рис. 8-12. Кривые для определения коэффициентов k_{ad} и k_{aq} при $\delta_{max}/\delta = 2{,}0$

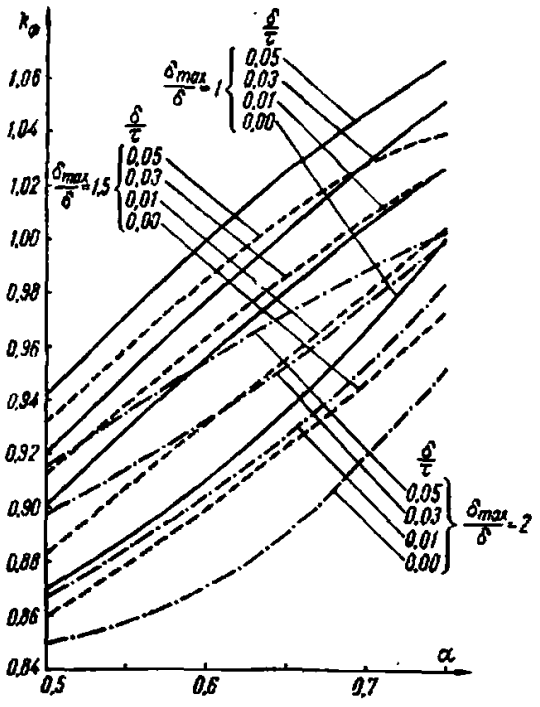


Рис. 8-13. Кривые для определения коэффициента формы поля k_Φ

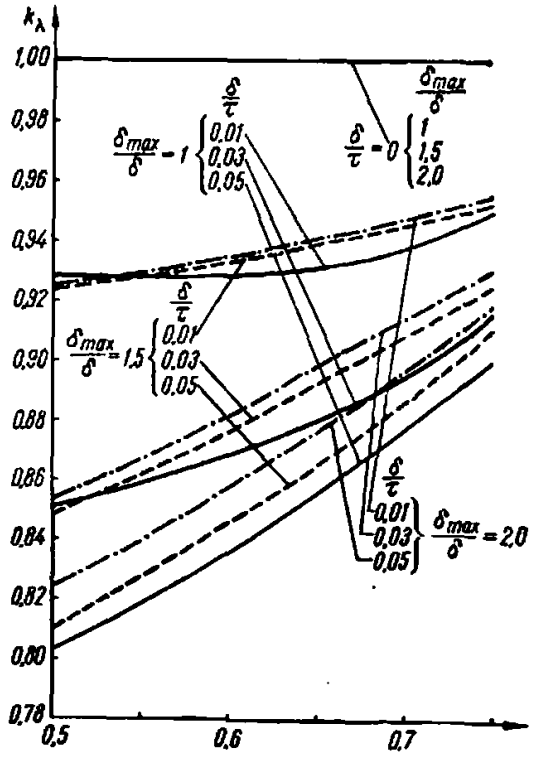


Рис. 8-14. Кривые для определения коэффициента потока полюсной дуги $k_\lambda = \Phi\tau/\Phi$ (отношение магнитного потока, входящего в полюсный башмак, к полному магнитному потоку)

Пример. Вертикальный явнополюсный трехфазный гидрогенератор имеет следующие данные: мощность $S=71\,500$ *ква*, $U_н=13\,800$ *в*, $I_н=2990$ *а*, $f=50$ *гц*, $\cos\varphi=0{,}8$, $2p=96$, $n=62{,}5$ *об/мин*, $Z_1=684$, $q_1=2\frac{3}{8}$.

Конструктивные данные: $D=12{,}92$ *м*, расчетная длина активной стали статора $l=1{,}5$ *м*, полюсное деление $\tau=42{,}3$ *см*, величина минимального воздушного зазора $\delta_{min}=18{,}5$ *мм*, отношение $\delta_{max}/\delta_{min}=1{,}54$, $\delta_{min}/\tau=0{,}044$. Общий коэффициент зазора $k_\delta=1{,}16$; $\alpha=0{,}733$. Коэффициент насыщения при работе с номинальной нагрузкой $k_\mu=1{,}11$.

Обмоточные данные: число последовательно соединенных витков в фазе обмотки статора $w_1=114$, результирующий обмоточный коэффициент для основной гармонической

$$k_{об1}=k_{p1}k_{y1}=0{,}955\cdot0{,}982=0{,}937.$$

Число витков обмотки возбуждения на один полюс $w_в=17{,}5$. По кривым рис. 8-8, 8-9, 8-11 для приведенных выше значений α, $\delta_{max}/\delta_{min}$ и δ_{min}/τ находим коэффициенты реакции якоря:

$$k_d=0{,}9,\quad k_q=0{,}6\ \text{и}\ k_f=1{,}08,$$

откуда

$$k_{ad}=k_d/k_f=0{,}9/1{,}08=0{,}833;\quad k_{aq}=k_q/k_f=0{,}6/1{,}08=0{,}555.$$

При ненасыщенной магнитной цепи ($k_\mu=1{,}0$) сопротивление реакции якоря по продольной оси вычисляем по формуле (8-28):

$$x_{ad}=2\cdot3\cdot50\,\frac{4\pi\cdot10^{-7}\cdot12{,}92\cdot1{,}5}{1{,}16\cdot0{,}0185}\cdot\frac{114^2\cdot0{,}937^2}{48^2}\cdot0{,}9=1{,}52\ \text{ом}.$$

При насыщенной магнитной цепи это же сопротивление (при номинальном режиме работы) при коэффициенте насыщения $k_\mu=1{,}11$

$$x_{ad\,н}=\frac{x_{ad}}{k_\mu}=\frac{1{,}52}{1{,}11}=1{,}37\ \text{ом}.$$

Сопротивление реакции якоря по поперечной оси согласно формуле (8-40)

$$x_{aq}=2\cdot3\cdot50\,\frac{4\pi\cdot10^{-7}\cdot12{,}92\cdot1{,}5}{1{,}16\cdot0{,}0185}\cdot\frac{114^2\cdot0{,}937^2}{48^2}\cdot0{,}6=1{,}01\ \text{ом}.$$

Номинальное сопротивление, принимаемое за единицу,

$$Z_н=\frac{U_н}{\sqrt{3}\,I_н}=\frac{13\,800}{\sqrt{3}\cdot2990}=2{,}67\ \text{ом}.$$

Значение индуктивных сопротивлений в относительных единицах:

1) ненасыщенное значение

$$\underline{x}_{ad}=1{,}52/2{,}67=0{,}57;$$

2) насыщенное значение

$$\underline{x}_{ad\,н}=1{,}37/2{,}67=0{,}513;$$

3) значение

$$\underline{x}_{aq}=1{,}01/2{,}67=0{,}382$$

Индуктивное сопротивление рассеяния статорной обмотки в относительных единицах по данным машины

$$\underline{x}_{\sigma a}=0{,}125.$$

Параметры установившихся режимов гидрогенератора 71 500 *ква*:
для продольной оси

$$\underline{x}_{ad} = 0{,}57; \quad \underline{x}_{\sigma a} = 0{,}125;$$

$$\underline{x}_d = 0{,}57 + 0{,}125 = 0{,}695;$$

для поперечной оси

$$\underline{x}_{aq} = 0{,}382; \quad \underline{x}_q = 0{,}382 + 0{,}125 = 0{,}507.$$

Активное сопротивление обмоток статора и ротора при 75° С по данным машины:

$$r_a = 0{,}0125 \text{ ом}; \quad r_в = 0{,}228 \text{ ом}.$$

Активное сопротивление статорной обмотки в относительных единицах

$$\underline{r}_a = r_a/Z_н = 0{,}0125/2{,}67 = 0{,}00468.$$

Активное сопротивление обмотки возбуждения по формуле (8-43), приведенное к статорной обмотке,

$$r'_в = r_в k_{в.с} = 0{,}228 \cdot \frac{2 \cdot 3}{\pi^2} \cdot \frac{114^2 \cdot 0{,}937^2}{48^2 \cdot 17{,}5^2} \cdot 0{,}833^2 = 0{,}228 \cdot 0{,}0068 = 0{,}00155 \text{ ом},$$

а в относительных единицах

$$\underline{r}_в = r'_в/Z_н = 0{,}00155/2{,}67 = 0{,}00058.$$

Глава девятая

ДИАГРАММЫ НАПРЯЖЕНИЙ ТРЕХФАЗНОГО СИНХРОННОГО ГЕНЕРАТОРА ПРИ СИММЕТРИЧНОЙ НАГРУЗКЕ

9-1. Предварительные замечания

Диаграмма напряжений имеет весьма большое значение для анализа условий работы синхронной машины. Диаграмма напряжений позволяет определить процентное изменение напряжения синхронного генератора, повышение напряжения при сбросе нагрузки и понижение напряжения при переходе от холостого хода к работе под нагрузкой. Решение этих задач имеет большое значение: а) при первоначальном расчете машины для определения необходимой величины тока возбуждения при различных режимах работы и б) при испытании готовой машины для решения вопроса о соответствии выполненной машины техническим условиям на ее поставку. С помощью диаграммы напряжений можно определить режимы работы машины, не производя непосредственной ее нагрузки, представляющей достаточно трудную задачу при значительной мощности машины.

Диаграмма напряжений позволяет получить основные характеристики работы машины расчетным путем. Наконец, пользуясь ею, можно определить угол 0 сдвига э. д. с., созданной полем возбуждения, от напряжения на зажимах машины. Угол θ играет весьма большую роль при анализе моментов и мощностей, развиваемых машиной как при установившихся, так и при переходных режимах.

Геометрическая разность между э. д. с. $\dot{E}_0$, созданной потоком возбуждения, и напряжением на зажимах $\dot{U}$ синхронной машины зависит от действия реакции якоря и падений напряжения в активном и индуктивном сопротивлении рассеяния обмотки якоря.

Так как реакция якоря зависит в весьма большой степени от способа выполнения машины (явнополюсный и неявнополюсный тип), характера нагрузки (индуктивная, активная и емкостная), а также от степени ее симметрии (симметричная и несимметричная), то все эти факторы должны быть надлежащим образом учтены при построении диаграммы напряжений.

Нужно иметь в виду, что все э. д. с. и напряжения, входящие в виде составляющих в диаграмму напряжений, должны соответствовать их основной гармонической; поэтому все э. д. с. и напряжения должны быть предварительно разложены на гармонические и из них должна быть выделена основная волна. В главе о реакции якоря был произведен анализ, давший возможность получить основную волну напряжения, создаваемую составляющими поля якоря, синхронно вращающимися с ротором машины.

В случае приемки новой машины векторная диаграмма строится по данным ее испытания на основе характеристики холостого хода и короткого замыкания.

Напряжение на зажимах является результатом действия следующих факторов: а) основной н. с. полюсов, создающей поток Φ_0, который индуктирует основную э. д. с. E_0; б) продольной н. с. реакции якоря F_{ad}, пропорциональной реактивной по отношению к э. д. с. E_0 составляющей нагрузочного тока I_d; в) поперечной н. с. реакции якоря F_{aq}, пропорциональной активной по отношению к э. д. с. составляющей тока I_q; г) э. д. с. рассеяния $E_{\sigma a} = x_{\sigma a} I$, пропорциональной току нагрузки I; д) падения напряжения в активном сопротивлении обмотки статора Ir_a. Поскольку при $I = I_н$ падение напряжения Ir_a меньше 1% от номинального напряжения, то им в значительном числе случаев можно пренебречь.

Построение векторной диаграммы можно производить двумя различными способами.

При первом способе построения векторной диаграммы каждая н. с. рассматривается как существующая отдельно и создающая свой магнитный поток, который создает свою самостоятельную э. д. с. Таким образом, в машине получаются четыре отдельных потока и соответственно четыре создаваемые ими э. д. с.: а) поток возбуждения Φ_0 и основная э. д. с. $\dot{E}_0$; б) поток и э. д. с. продольной реакции якоря Φ_{ad} и $\dot{E}_{ad}$; в) поток и э. д. с. поперечной реакции якоря Φ_{aq} и $\dot{E}_{aq}$ и г) поток и э. д. с. рассеяния обмоток якоря $\Phi_{\sigma a}$ и $\dot{E}_{\sigma a}$.

Если, кроме того, учесть активное падение напряжения, которое с обратным знаком формально можно рассматривать как э. д. с. $\dot{E}_r = -\dot{I}r_a$, то геометрическая сумма перечисленных выше э. д. с. дает в результате по величине и фазе вектор напряжения на зажимах $\dot{U}$.

Поскольку геометрическое сложение потоков и соответственно индуктируемых ими э. д. с. по методу наложения допустимо только при постоянстве магнитных сопротивлений всех участков магнитной цепи машины, то этот метод непосредственно применим для условий ненасыщенной магнитной цепи синхронной машины. При использовании этого способа для машины с насыщенной магнитной цепью необходимо брать в расчет фактические при данном режиме работы магнитные сопротивления участков магнитной цепи, считая их, поскольку рассматривается данный режим работы, постоянными. Получаемые при этом результаты являются правильными, однако определение истинного магнитного состояния машины затруднительно.

Поскольку при этом методе производится геометрическое сложение электродвижущих сил синхронной машины, векторную диаграмму напряжений, получаемую в этом случае, можно назвать диаграммой э. д. с.

С теоретической точки зрения эта диаграмма имеет весьма большое методологическое значение, так как она дает возможность с необходимой полнотой учитывать всю совокупность факторов, определяющих в конечном счете напряжение на зажимах синхронного генератора, хотя для расчетных и испытательных целей она несколько сложна. Поэтому для ряда практических целей диаграмма э. д. с. имеет ряд видоизменений, придающих ей более простой и удобный вид.

Наибольший интерес при аналитическом рассмотрении представляет метод теории двух реакций Блонделя, по которому все потоки, создаваемые током нагрузки I, включая и поток рассеяния $\Phi_{\sigma a}$, разлагаются по продольной и поперечной осям. В связи с этим вводятся понятия об индуктивных сопротивлениях синхронной машины по продольной и поперечной осям x_d и x_q, которые являются одними из основных параметров синхронной машины, служащих для оценки ее свойств.

По второму способу можно сначала определить результирующую н. с. генератора, образующуюся в результате взаимодействия н. с. возбуждения и н. с. реакции якоря. и, найдя по ней результирующий поток в воздушном зазоре Φ_δ, определить действительно индуктируемую в машине э. д. с. E_δ. Геометрически вычитая из этой э. д. с. падение напряжения в индуктивном $j\dot{I}x_{\sigma a}$ и активном $\dot{I}r_a$ сопротивлениях, можно найти результирующее напряжение на зажимах генератора.

Получаемая в этом случае диаграмма намагничивающих и электродвижущих сил называется диаграммой Потье.

Для режима симметричной нагрузки, предполагая параметры всех фаз равными, можно ограничиться построением диаграммы только для одной фазы.

Следует заметить, что векторные диаграммы, построенные для генераторного режима работы синхронного генератора, легко распространяются на режимы его работы в качестве синхронного двигателя и синхронного компенсатора.

Наиболее простая диаграмма напряжений получается при симметричной нагрузке синхронного неявнополюсного генератора с ненасыщенной магнитной системой, поэтому с данного случая мы и начнем наше рассмотрение.

9-2. Диаграммы э. д. с. и Потье трехфазного неявнополюсного синхронного генератора

Построим диаграмму э. д. с. синхронного неявнополюсного генератора сначала для индуктивной нагрузки, когда $0<\psi<90°$. Совместим вектор напряжения на зажимах генератора с положитель-

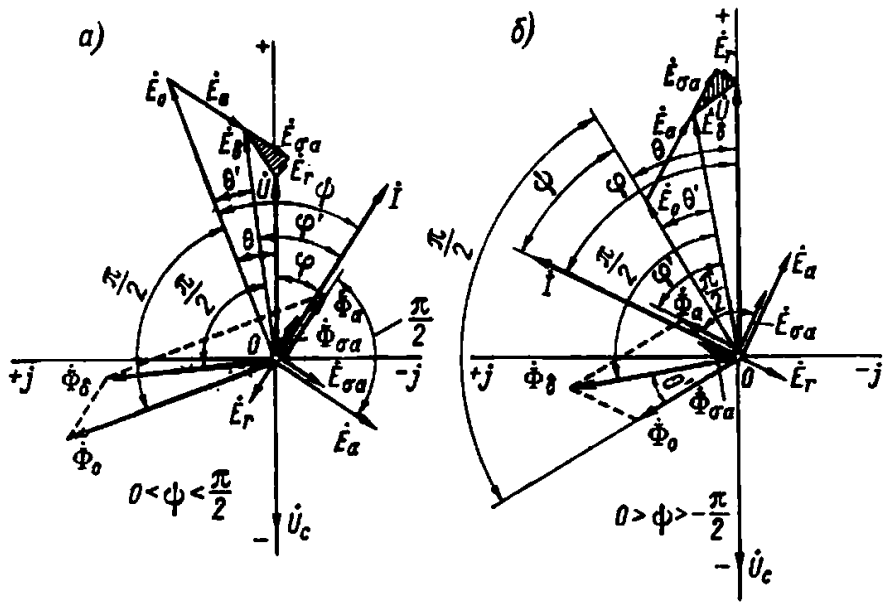


Рис. 9-1. Диаграммы э. д. с. неявнополюсного генератора

ным направлением оси ординат (рис. 9-1, *а*) и проведем вектор тока $\dot{I}$, отстающий от вектора напряжения $\dot{U}$ на угол φ. Проведем далее вектор э. д. с. $\dot{E}_0$, создаваемой магнитным потоком возбуждения Φ_0, опережающий вектор тока $\dot{I}$ на угол ψ. По общему правилу вектор потока Φ_0 опережает вектор э. д. с. $\dot{E}_0$ на угол 90°.

Основная волна н. с. реакции якоря синхронного генератора F_a вращается синхронно с ротором. При неявнополюсном типе машины можно пренебрегать разницей магнитных проводимостей по продольной и поперечной осям и считать, что н. с. F_a создает только синусоидальную волну потока реакции Φ_a. Этот поток совпадает по фазе с током $\dot{I}$ и наводит в обмотке статора э. д. с. $\dot{E}_a$, отстающую по фазе от $\dot{I}$ на 90°. Если x_a — индуктивное сопротивление реакции якоря неявнополюсной машины, то $\dot{E}_a = -j\dot{I}x_a$.

Сложив геометрически векторы потоков Φ_0 и Φ_a и соответственно векторы э. д. с. $\dot{E}_0$ и $\dot{E}_a$, получим: а) вектор результирующего потока Φ_δ, реально существующего в зазоре генератора и определяющего насыщение его магнитной цепи, и б) вектор

результирующей э. д. с. в обмотке статора $\dot{E}_\delta$, пропорциональной потоку $\dot{\Phi}_\delta$ и отстающей от него на 90°.

Наряду с потоком реакции якоря существует еще поток рассеяния обмотки статора $\dot{\Phi}_{\sigma a}$, который, так же как и поток $\dot{\Phi}_a$, совпадает по фазе с током $\dot{I}$ и создает в обмотке статора э. д. с. рассеяния основной частоты $\dot{E}_{\sigma a} = -j\dot{I}x_{\sigma a}$, отстающую по фазе от тока $\dot{I}$ на 90°. Здесь $x_{\sigma a}$ — индуктивное сопротивление рассеяния обмотки статора. Кроме того, нужно учесть э. д. с. $\dot{E}_r = -\dot{I}r_a$, нахо-

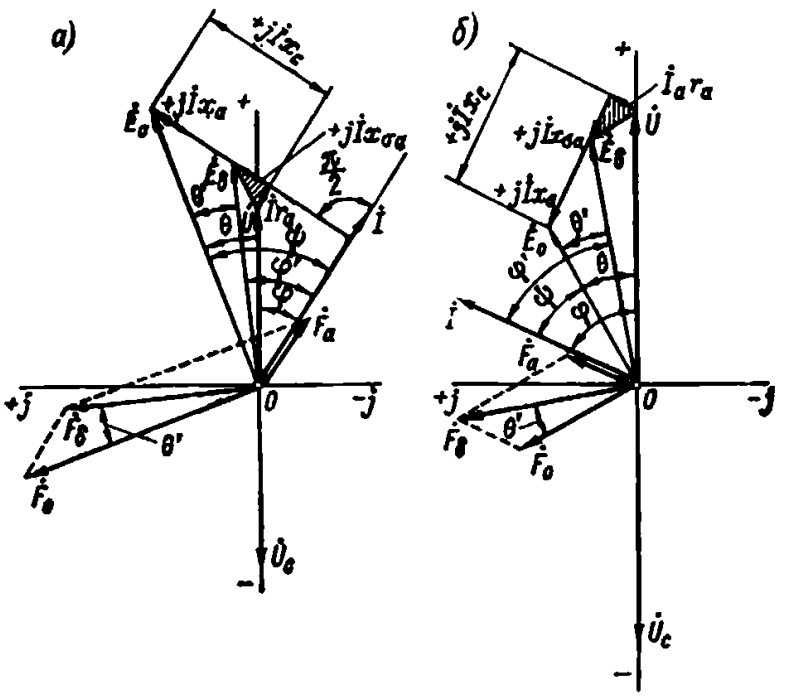


Рис. 9-2. Диаграммы Потье неявнополюсного генератора

дящуюся в противофазе с током $\dot{I}$, где r_a представляет собой активное сопротивление обмотки статора.

Сложив геометрически векторы э. д. с. $\dot{E}_0$, $\dot{E}_a$, $\dot{E}_{\sigma a}$ и $\dot{E}_r$ или, что одно и то же, векторы э. д. с. $\dot{E}_\delta$, $\dot{E}_{\sigma a}$ и $\dot{E}_r$, получим вектор напряжения $\dot{U}$ на зажимах генератора. Угол φ, на который ток $\dot{I}$ отстает от напряжения $\dot{U}$, определяется параметрами той внешней сети, в которую включен генератор. Вектор напряжения сети $\dot{U}_c$ направлен обратно вектору напряжения генератора $\dot{U}$.

На рис. 9-1, *б* построена аналогичная диаграмма э. д. с. для емкостной нагрузки, когда ток $\dot{I}$ опережает э. д. с. $\dot{E}_0$ на угол $\psi < 0$, причем $0 > \psi > -\pi/2$.

Сопоставляя диаграммы на рис. 9-1, *а* и 9-1, *б*, видим, что при индуктивной нагрузке реакция якоря оказывает размагничивающее действие на систему возбуждения, а при емкостной нагрузке, наоборот, намагничивающее действие на нее. Поэтому в первом слу-

чае мы имеем $\Phi_\delta < \Phi_0$, а во втором $\Phi_\delta > \Phi_0$. Так как обычно $E_r < E_{\sigma a}$, то при емкостной нагрузке обычно не только $U > E_0$, но и $U > E_\delta$.

При построении векторных диаграмм синхронной машины на них обычно изображаются не э. д. с. $\dot{E}_a$, $\dot{E}_{\sigma a}$ и $\dot{E}_r$, а обратные им величины, представляющие собой индуктивные и активные падения напряжения на данных участках цепи, т. е.

$$-\dot{E}_a = j\dot{I}x_a, \quad -\dot{E}_{\sigma a} = j\dot{I}x_{\sigma a}, \quad -\dot{E}_r = \dot{I}r_a.$$

В этом случае в диаграмме напряжений дается, очевидно, разложение э. д. с. от потока возбуждения $\dot{E}_0$ на составляющие, представляющие собой падения напряжения $j\dot{I}x_a$, $j\dot{I}x_{\sigma a}$ и $\dot{I}r_a$ и напряжение на зажимах генератора $\dot{U}$. С другой стороны, в диаграмме напряжений изображаются не потоки Φ_0, Φ_a и Φ_δ, а создающие их н. с. $\dot{F}_0$, $\dot{F}_a$ и $\dot{F}_\delta$, что позволяет присвоить ей название диаграммы Потье. Таким образом, диаграммы э. д. с. в общем виде на рис. 9-1, *а* и *б* для отстающего и опережающего токов превращаются в соответствующие диаграммы Потье на рис. 9-2, *а* и *б*.

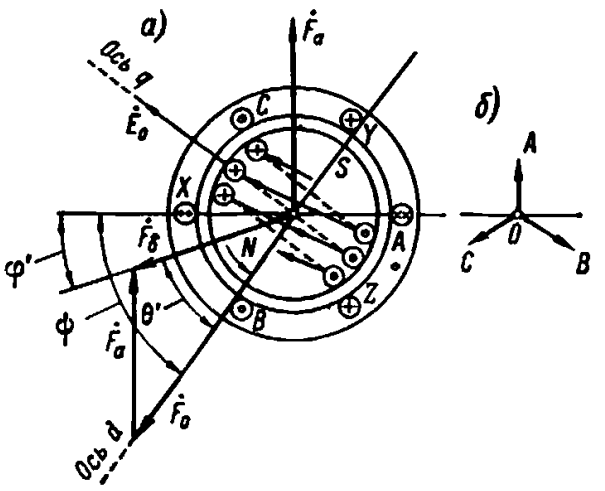


Рис. 9-3. Пространственная диаграмма н. с. неявнополюсного генератора

Векторы падения напряжения $j\dot{I}x_a$ и $j\dot{I}x_{\sigma a}$ на рис. 9-2, *а* и *б* можно заменить общим вектором падения напряжения:

$$j\dot{I}x_a + j\dot{I}x_{\sigma a} = j\dot{I}x_c,$$

где сопротивление $x_c = x_a + x_{\sigma a}$ называется синхронным сопротивлением неявнополюсной машины.

Интересно представить взаимное пространственное расположение основных частей машины статора и ротора и размещенных на них обмоток вместе с создаваемыми ими н. с. На рис. 9-3, *а* показано положение ротора для момента времени, соответствующего мгновенному значению токов (рис. 9-3, *б*). Угол ψ характеризует сдвиг в пространстве проводников с максимумом тока I от проводников с максимумом э. д. с. E_0, находящихся против оси полюса. На такой же угол ψ отстает во времени ток I от э. д. с. $\dot{E}_0$. Если к вектору н. с. обмотки возбуждения $\dot{F}_0$ прибавить геометрически вектор н. с. обмотки якоря $\dot{F}_a$, то получится вектор результирующей н. с. $\dot{F}_\delta$, который отстает в пространстве от вектора $\dot{F}_0$ на такой же угол θ', на какой э. д. с. $\dot{E}_\delta$ отстает во времени от э. д. с. $\dot{E}_0$.

9-3. Диаграмма э. д. с. явнополюсного трехфазного синхронного генератора при симметричной нагрузке (диаграмма А. Блонделя) [95, 98 а]

В явнополюсной машине основная волна н. с. реакции якоря F_a, синхронно вращающаяся с ротором, создает вследствие неравномерности воздушного зазора между ротором и статором несинусоидальный магнитный поток реакции якоря, который будет

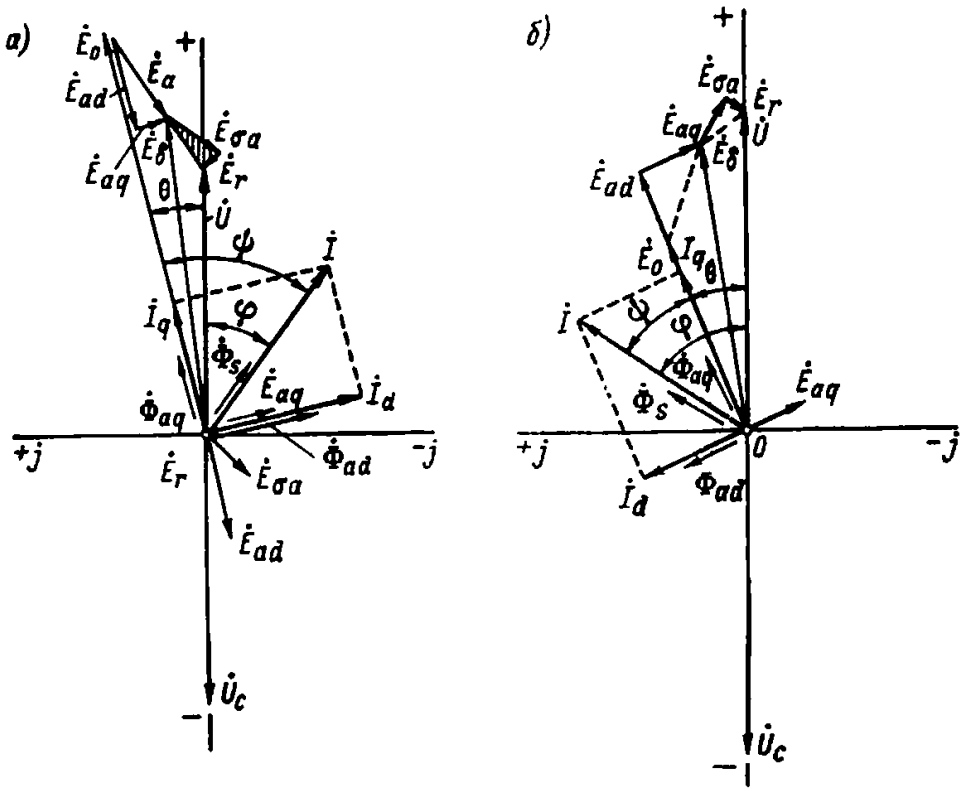


Рис. 9-4. Диаграммы э. д. с явнополюсного генератора

индуктировать в свою очередь несинусоидальную э. д. с. реакции якоря. Для включения э. д. с. реакции якоря в диаграмму напряжений необходимо выделить из нее основную волну, что достигается, как было рассмотрено в § 8-3, с помощью метода, основанного на теории двух реакций Блонделя. По этому методу основная волна реакции якоря разлагается на две составляющие: составляющую продольной $\dot{F}_{ad}$ и поперечной $\dot{F}_{aq}$ реакции. Выделяя из потоков, созданных продольной и поперечной реакцией, основную волну, находим (см. § 8-3) с помощью коэффициентов поля реакции якоря k_{ad} и k_{aq}, являющихся определенными функциями геометрических соотношений полюсной системы, эквивалентные, или приведенные к обмотке возбуждения, н. с. продольной и поперечной реакции якоря:

$$F'_{ad} = k_{ad}\dot{F}_a \sin\psi \quad \text{и} \quad \dot{F}'_{aq} = k_{aq}\dot{F}_a \cos\psi.$$

Эти составляющие реакции якоря F'_{ad} и F'_{aq} будут создавать потоки основной волны Φ'_{ad} и Φ'_{aq}, которые будут индуктировать э. д. с. реакции якоря по продольной оси $\dot{E}_{ad}$ и поперечной оси $\dot{E}_{aq}$, имеющие частоту основной волны.

Указанное разложение позволяет построить диаграмму напряжений для явнополюсной машины принципиально по тому же методу, что и для неявнополюсной машины, но только вместо общей э. д. с. реакции якоря $\dot{E}_a$ вводятся ее составляющие $\dot{E}_{aq}$ и $\dot{E}_{ad}$.

На рис. 9-4, *а* представлена построенная по этому способу диаграмма напряжений для отстающего тока ($0<\psi<\pi/2$). Диаграмма строится следующим образом. Разложим ток $\dot{I}$ на поперечную активную относительно E_0 составляющую $\dot{I}_q=\dot{I}\cos\psi$, совпадающую по направлению с вектором э. д. с. $\dot{E}_0$, и продольную реактивную относительно $\dot{E}_0$ составляющую $\dot{I}_d=\dot{I}\sin\psi$, отстающую от вектора э. д. с. $\dot{E}_0$ на 90°. Ток $\dot{I}_q$ создает н. с. $\dot{F}_{aq}$ и поток Φ_{aq} поперечной реакции якоря, совпадающие с током $\dot{I}_q$ по фазе, а ток $\dot{I}_d$ создает н. с. $\dot{F}_{ad}$ и поток Φ_{ad} продольной реакции якоря, совпадающие по фазе с током $\dot{I}_d$. Потоки Φ_{aq} и Φ_{ad} наводят в обмотке статора э. д. с. $\dot{E}_{aq}$ и $\dot{E}_{ad}$, имеющие основную частоту и отстающие от соответствующих потоков Φ_{aq} и Φ_{ad} на 90°.

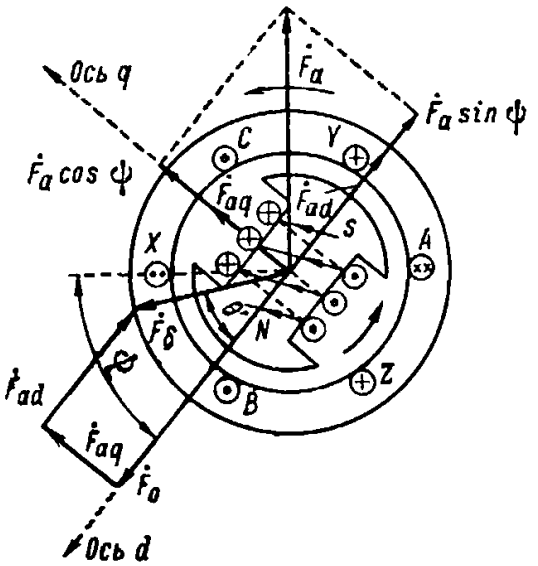


Рис. 9-5. Пространственная диаграмма н. с. явнополюсного генератора

Если магнитная цепь не насыщена, то можно считать, что

$$E_{aq}\sim\Phi_{aq}\sim F_{aq}\sim I_q \text{ и } E_{ad}\sim\Phi_{ad}\sim F_{ad}\sim I_d.$$

В этом случае э. д. с. E_{aq} и E_{ad} могут быть выражены в следующем виде:

$$\left.\begin{aligned}\dot{E}_{aq}&=-j\dot{I}_q x_{aq}=-j\dot{I}\cos\psi x_{aq};\\ \dot{E}_{ad}&=-j\dot{I}_d x_{ad}=-j\dot{I}\sin\psi x_{ad}.\end{aligned}\right\} \quad (9\text{-}1)$$

Здесь x_{aq} и x_{ad} — индуктивные сопротивления реакции якоря по поперечной и продольной осям.

Так как в явнополюсной машине коэффициенты реакции якоря k_{aq} и k_{ad} не равны друг другу (рис. 8-10, 8-11, 8-12), то

$$\frac{E_{ad}}{E_{aq}}=\frac{k_{ad}\sin\psi}{k_{aq}\cos\psi}=\frac{k_{ad}}{k_{aq}}\operatorname{tg}\psi.$$

Вследствие этого э. д. с. реакции якоря $E_a = \sqrt{E_{aq}^2 + E_{ad}^2}$ и ее вектор отстает по фазе от тока I на угол, отличный от 90°, тогда как для неявнополюсной машины, где $k_{aq} = k_{ad}$, э. д. с. $\dot{E}_a$ отстает от тока $\dot{I}$ точно на 90° (диаграмма на рис. 9-2, *а, б*).

Построив векторы э. д. с. $\dot{E}_{\sigma a} = -j\dot{I}x_{\sigma a}$ и $\dot{E}_r = -\dot{I}r_a$ и сложив геометрически э. д. с. $\dot{E}_0$, $\dot{E}_{ad}$, $\dot{E}_{aq}$, $\dot{E}_{\sigma a}$ и $\dot{E}_r$, получим вектор напряжения $\dot{U}$ на зажимах генератора, опережающий вектор тока $\dot{I}$ на угол φ (рис. 9-4, *а*).

Аналогичная диаграмма э. д. с. для опережающего тока ($0 > \varphi > -\pi/2$) построена на рис. 9-4, *б*.

Пространственное расположение полюсной системы и системы токов статора при индуктивной нагрузке имеет вид, показанный на рис. 9-5.

9-4. Видоизмененная диаграмма э. д. с.

Диаграмма э. д. с. на рис. 9-4, *а, б* обычно видоизменяется таким образом, что вместо векторов э. д. с. $\dot{E}_{ad}$, $\dot{E}_{aq}$, $\dot{E}_{\sigma a}$ и $\dot{E}_r$ вводятся (рис. 9-6) падения напряжения:

$$-\dot{E}_{ad} = j\dot{I}_d x_{ad}; \quad -\dot{E}_{aq} = j\dot{I}_q x_{aq}; \quad -\dot{E}_{\sigma a} = j\dot{I}x_{\sigma a}; \quad -\dot{E}_r = \dot{I}r_a.$$

При построении этой диаграммы откладываем вектор напряжения $\dot{U}$ на зажимах генератора в положительном направлении оси ординат и проводим вектор тока $\dot{I}$ под углом φ к вектору напряжения $\dot{U}$. С вектором напряжения $\overline{OF} = \dot{U}$ складываем геометрически вектор активного падения напряжения $\overline{FM} = \dot{I}r_a$ и вектор индуктивного падения напряжения рассеяния $\overline{MA} = j\dot{I}x_{\sigma a}$; замыкающая $\overline{OA}$ указанных векторов представляет собой вектор результирующей э. д. с. $\dot{E}_\delta$, созданной потоком воздушного зазора Φ_δ.

Предположим, что направление вектора э. д. с. $\dot{E}_0$ известно, тогда будет известен также угол ψ между вектором $\dot{E}_0$ и вектором $\dot{I}$. Опустив перпендикуляры из конца вектора тока $\dot{I}$ на направление вектора $\dot{E}_0$ и перпендикулярное к нему направление, получаем поперечную составляющую тока $I_q = I\cos\psi$ и продольную составляющую $I_d = I\sin\psi$. Перпендикуляр из конца A вектора э. д. с. $\dot{E}_\delta$ на направление вектора $\dot{E}_0$ даст падение напряжения от поперечной реакции якоря $\overline{EA} = j\dot{I}_q x_{aq}$. Откладывая от точки $\dot{E}$ падение напряжения от продольной реакции якоря $\overline{CE} = j\dot{I}_d x_{ad}$, получаем по величине и направлению полный вектор э. д. с. от потока возбуждения $\overline{OC} = \dot{E}_0$.

Если разложить, далее, вектор падения напряжения в индуктивном сопротивлении $\overline{AM} = j\dot{I}x_{\sigma a}$ на составляющие, совпадающие

по направлению с э. д. с. $\dot{E}_0$ и перпендикулярным к ней направлением:

$$\overline{AK} = j\dot{I}x_{\sigma a}\sin\psi = j\dot{I}_d x_{\sigma a};\quad \overline{KM} = j\dot{I}x_{\sigma a}\cos\psi = j\dot{I}_q x_{\sigma a},$$

то

$$\overline{CN} = \overline{CE} + \overline{EN} = \overline{CE} + \overline{AK} = j\dot{I}_d x_{ad} + j\dot{I}_d x_{\sigma a} = j\dot{I}_d(x_{ad} + x_{\sigma a}) = j\dot{I}_d x_d.$$

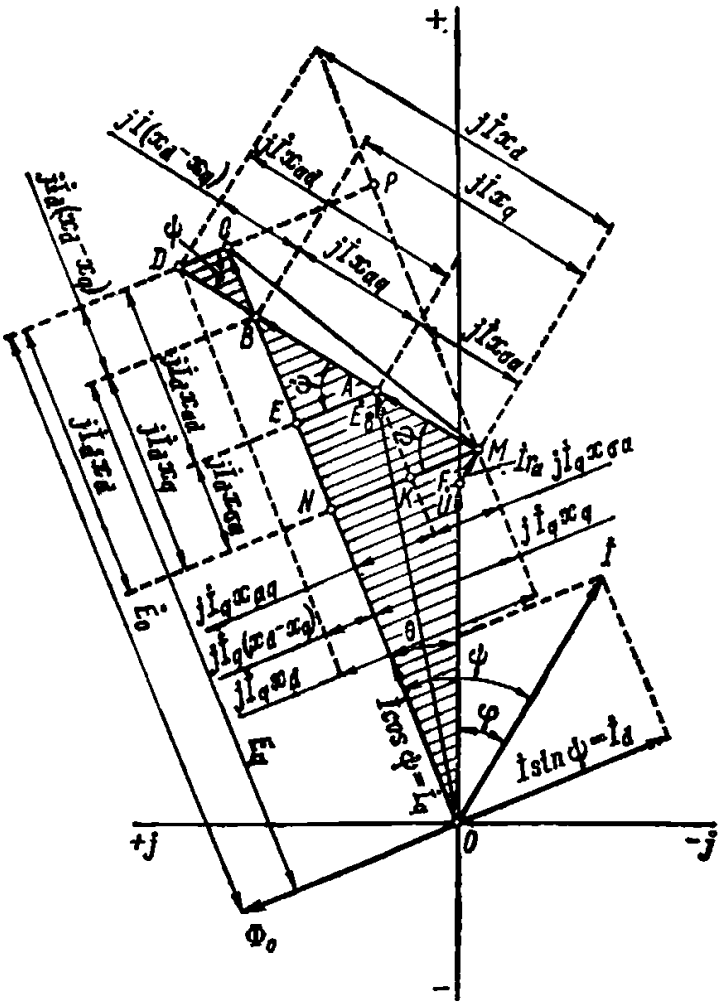


Рис. 9-6. Видоизмененная диаграмма э. д. с. явнополюсного генератора

Соответственно

$$\overline{NM} = \overline{NK} + \overline{KM} = \overline{EA} + \overline{KM} = j\dot{I}_q x_{aq} + j\dot{I}_q x_{\sigma a} = j\dot{I}_q(x_{aq} + x_{\sigma a}) = j\dot{I}_q x_q.$$

Индуктивные сопротивления

$$\boxed{x_d = x_{ad} + x_{\sigma a} \text{ и } x_q = x_{aq} + x_{\sigma a}}$$

носят названия синхронных индуктивных сопротивлений синхронной явнополюсной машины соответственно по продольной и поперечной осям.

Параметры x_d и x_q имеют весьма важное значение при анализе работы синхронной машины.

Из диаграммы рис. 9-6 имеем далее:

$$\overline{AB}=\frac{\overline{EA}}{\cos\psi}=\frac{j\dot{I}_q x_{aq}}{\cos\psi}=j\dot{I}x_{aq}.$$

и

$$\overline{BE}=\overline{AB}\sin\psi=j\dot{I}x_{aq}\sin\psi=j\dot{I}_d x_{aq}.$$

Отсюда

$$\overline{CB}=\overline{CE}-\overline{BE}=j\dot{I}_d x_{ad}-j\dot{I}_d x_{aq}=j\dot{I}_d(x_{ad}-x_{aq})=j\dot{I}_d(x_d-x_q).$$

Соответственно

$$\overline{BD}=\frac{\overline{CB}}{\sin\psi}=\frac{j\dot{I}_d(x_d-x_q)}{\sin\psi}=\frac{j\dot{I}\sin\psi(x_d-x_q)}{\sin\psi}=j\dot{I}(x_d-x_q);$$

$$\overline{CD}=\overline{BD}\cos\psi=j\dot{I}(x_d-x_q)\cos\psi=j\dot{I}_q(x_d-x_q).$$

Для неявнополюсной синхронной машины $x_d-x_q=0$, и тогда отрезки векторов

$$\overline{CB}=j\dot{I}_d(x_d-x_q)=0;\ \overline{CD}=j\dot{I}_q(x_d-x_q)=0,$$

и, следовательно, в этом случае векторная диаграмма рис. 9-6 получает вид ранее рассмотренной диаграммы рис. 9-2, *а*.

9-5. Диаграмма э. д. с. при коротком замыкании

Диаграмма э.д.с. при симметричном, т. е. трехфазном установившемся, коротком замыкании (рис. 9-7, *а*) получается из диаграммы рис. 9-6, если в ней положить напряжение $\dot{U}=0$. Активное сопротивление r_a значительно меньше индуктивных $x_{\sigma a}$, x_{ad} и x_{aq}, поэтому им можно пренебречь. Соответственно и поперечная составляющая тока $\dot{I}_q$ практически равна нулю, и весь ток короткого замыкания по существу является продольным, т. е. $\psi_к\approx 90°$ и $\dot{I}_d=\dot{I}_к$. Поэтому на диаграмме рис. 9-7, *а* практически имеем $\dot{I}r_a\approx 0$ и $j\dot{I}_q x_{aq}\approx 0$. В результате диаграмму рис. 9-7, *а* без какого-либо существенного ущерба для точности можно заменить диаграммой рис. 9-7, *б*, откуда видно, что величина тока короткого замыкания $I_к$ определяется величиной э.д.с. E_0, т. е. током возбуждения и синхронным сопротивлением по продольной оси x_d:

$$I_к\approx\frac{E_0}{x_{\sigma a}+x_{ad}}=\frac{E_0}{x_d}. \qquad (9\text{-}2)$$

Таким образом, при коротком замыкании поток реакции якоря является целиком размагничивающим. Поскольку индуктивное сопротивление рассеяния $x_{\sigma a}$ значительно меньше синхронного сопротивления x_d, то результирующая э.д.с. $\dot{E}_\delta$, которая согласно рис. 9-7, *а* при $r_a=0$ равна $\dot{E}_\delta=-j\dot{I}x_{\sigma a}$, мала по сравнению с э.д.с. E_0. Следовательно, при коротком замыкании результирующий маг-

нитный поток Φ_δ весьма мал, и машина является ненасыщенной. Поэтому в равенстве (9-2) фигурирует насыщенное значение x_d.

На рис. 9-8 представлена характеристика холостого хода $E_0=f(i_в)$ и характеристика трехфазного короткого замыкания $I_к=f(i_в)$.

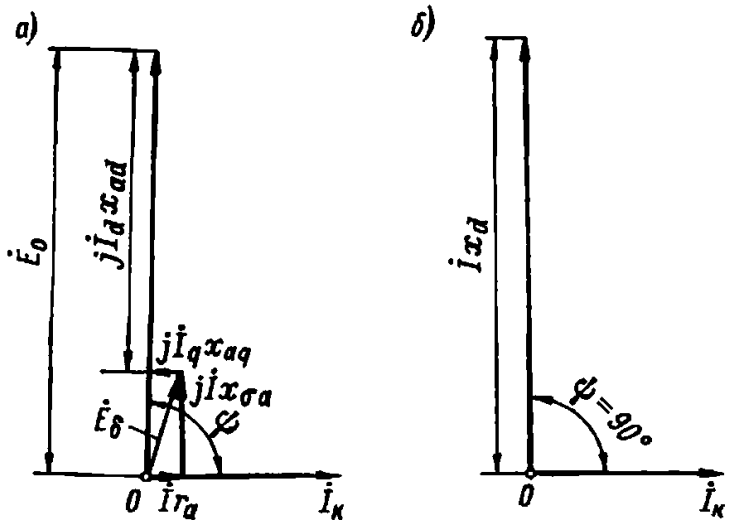


Рис. 9-7. Диаграмма э. д. с. при коротком замыкании

Если взять по характеристике короткого замыкания ток возбуждения $i_{в.к}$, соответствующий, например, номинальному току $I_к=I_н$, то по характеристике холостого хода можно найти э. д. с. $E_{0к}$, индуктируемую этим током возбуждения при холостом ходе, когда машина в известной степени насыщена. Э. д. с. $E_{0к}$, соответствующую этому току возбуждения при коротком замыкании, можно найти на продолжении прямолинейной части характеристики холостого хода. Току возбуждения $i_{в.к}$ соответствует полная н. с. возбуждения $F_{0к}$. Если из $F_{0к}$ вычесть приведенную к обмотке возбуждения (см. § 8-3) н. с. реакции якоря по продольной оси F_{ad}, т. е. $k_{ad}F_{ad}$, то останется н. с. F_σ, определяющая по характеристике холостого хода э. д. с. рассеяния обмотки статора $E_{\sigma a}$. Э. д. с. продольной реакции якоря E_{ad} определится как разность э. д. с. $E_{0к}$ и $E_{\sigma a}$:

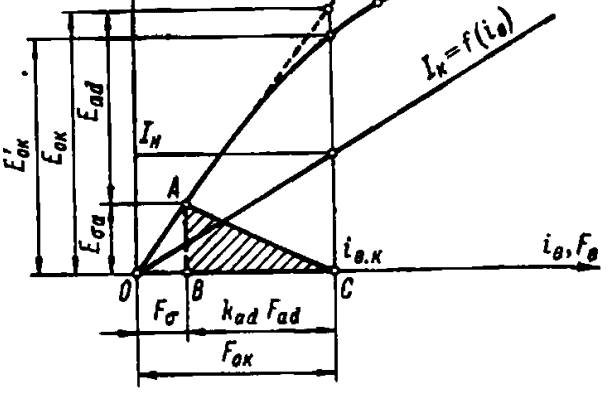


Рис. 9-8. Характеристики холостого хода и короткого замыкания

$$E_{ad}=E_{0к}-E_{\sigma a}.$$

Треугольник ABC, получаемый из характеристик холостого хода и короткого замыкания и имеющий стороны $AB = E_{\sigma a} = Ix_{\sigma a}$ и $BC \sim F_{ad}$, носит название треугольника короткого замыкания или реактивного треугольника. Этот треугольник имеет большое значение при построении характеристик синхронной машины.

9-6. Сопротивления синхронной машины при установившемся симметричном режиме работы

Для определения понятия этих сопротивлений обратимся к физическим картинам распределения магнитного потока, соответствующим холостому ходу (рис. 9-9) и установившемуся трехфазному короткому замыканию машины (рис. 9-10).

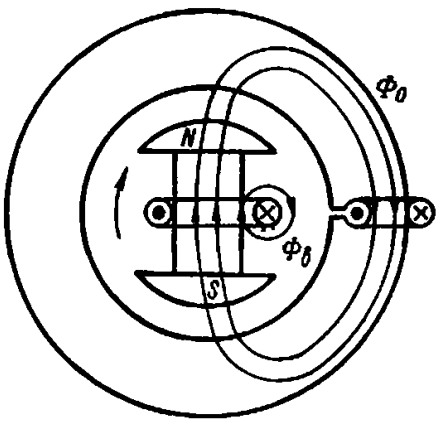


Рис. 9-9. Магнитное поле синхронного генератора при холостом ходе

На этих рисунках показана лишь одна фаза, ибо рассматривается установившееся трехфазное короткое замыкание для момента времени, когда ток в вычерченной фазе достигает максимума, т. е. когда результирующий поток реакции якоря располагается по оси данной фазы. Сплошными линиями вычерчены магнитные линии поля полюсов, штриховыми — магнитные линии, создаваемые током статора.

Для простоты фаза обмотки статора изображена в виде контура, охватывающего пакет стали статора, притом только с одной стороны, как и линии магнитного потока.

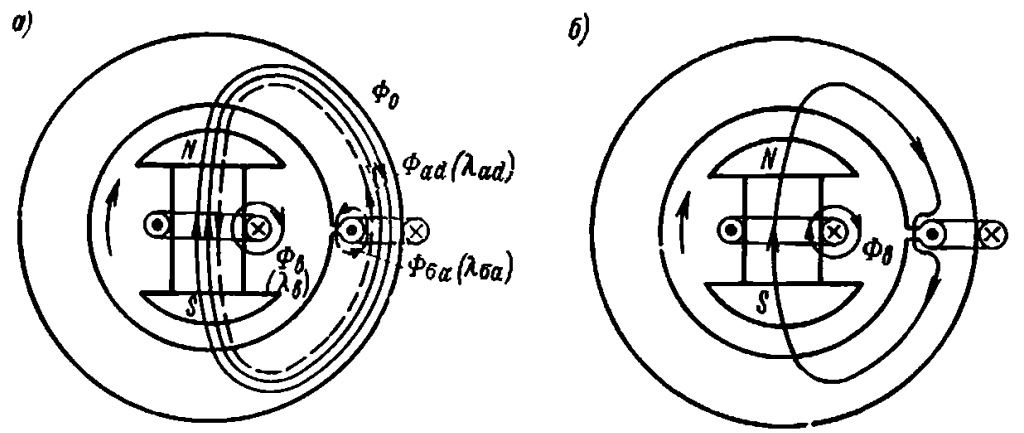


Рис. 9-10. Магнитное поле синхронного генератора при установившемся коротком замыкании

При установившемся коротком замыкании поток обмотки возбуждения Φ_0 (рис. 9-10, *а*) индуктирует в обмотке статора ту же э. д. с. E_0, что и на холостом ходу при том же возбуждении и от-

сутствии насыщения. Так как при коротком замыкании напряжение на зажимах машины равно нулю, то э. д. с. E_0 должна быть уравновешена, если пренебречь активным сопротивлением обмотки якоря, э. д. с. реакции якоря $-j\dot{I}_d x_{ad}$ и э. д. с. рассеяния $-j\dot{I}_d x_{\sigma a}$, индуктированными потоком реакции якоря Φ_{ad} и потоком рассеяния обмотки статора $\Phi_{\sigma a}$, равными в сумме потоку Φ_0, но обратно направленными. Следовательно, $\dot{E}_0 - j\dot{I}_d x_{ad} - j\dot{I}_d x_{\sigma a} = 0$.

Иначе, э. д. с. E_0 равняется сумме падений напряжения в продольном индуктивном сопротивлении реакции якоря x_{ad} и в индуктивном сопротивлении рассеяния $x_{\sigma a}$, т. е.

$$\dot{E}_0 = j\dot{I}_d x_{ad} + j\dot{I}_d x_{\sigma a} = j\dot{I}_d (x_{ad} + x_{\sigma a}) = j\dot{I}_d x_d, \qquad (9\text{-}3)$$

где x_d — продольное синхронное индуктивное сопротивление.

Соотношение (9-3) соответствует диаграмме на рис. 9-7, *б* и полученному из нее выражению (9-2).

Согласно рис. 9-10, *а* поток реакции якоря Φ_{ad}, которому соответствует проводимость λ_{ad}, и поток рассеяния статора $\Phi_{\sigma a}$ с проводимостью $\lambda_{\sigma a}$ существуют, как бы раздельно проходя по параллельным путям, и, следовательно, магнитная проводимость λ_d для всего потока, создаваемого током статора, будет равна сумме проводимостей составляющих потоков, т. е.

$$\lambda_d = \lambda_{ad} + \lambda_{\sigma a}.$$

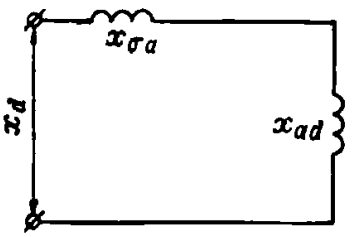


Рис. 9-11. Эквивалентная схема синхронной машины при установившемся режиме по продольной оси

Такая же закономерность существует между индуктивными сопротивлениями, которые пропорциональны проводимостям соответствующих потоков:

$$x_d = x_{ad} + x_{\sigma a}.$$

Соответствующая этому уравнению эквивалентная схема синхронной машины по продольной оси при установившемся симметричном режиме представлена на рис. 9-11.

Наконец, на рис. 9-10, *б* представлена картина результирующих потоков при установившемся коротком замыкании.

Для определения понятия синхронного индуктивного сопротивления обратимся к рассмотрению следующего опыта. Пусть невозбужденный ротор синхронной машины приведен во вращение с синхронной скоростью вращения. Если при этом к обмотке статора приложено трехфазное симметричное напряжение номинальной частоты и прямого следования фаз, то по ней будет протекать ток I, образующий магнитные поля, замыкающиеся по контурам с проводимостью λ_{ad} и $\lambda_{\sigma a}$ (рис. 9-12), в случае если ось полюсов совпадает с осью поля реакции якоря. Эти магнитные поля будут индуктировать в обмотке статора э. д. с. $-j\dot{I}x_{ad}$ и $-j\dot{I}x_{\sigma a}$, уравновешивающие приложенное напряжение, а потому

$$\dot{U} - j\dot{I}x_{ad} + j\dot{I}x_{\sigma a} = 0,$$

т. е. приложенное напряжение $\dot{U}$ равняется сумме падений напряжения в индуктивном сопротивлении реакции якоря $j\dot{I}x_{ad}$ и индуктивном сопротивлении рассеяния $j\dot{I}x_{\sigma a}$. Поэтому

$$\dot{U} = j\dot{I}(x_{ad} + x_{\sigma a}) = j\dot{I}x_d,$$

т. е.

$$\dot{I} = \frac{\dot{U}}{jx_d} = \frac{\dot{E}_0}{jx_d}.$$

Итак, при включении обмотки статора под напряжение $\dot{U}$ в ней установится ток, равный установившемуся току короткого замыкания при возбуждении, соответствующем э. д. с. $E_0 = \dot{U}$ на холостом ходу.

Если в рассматриваемом опыте ось полюсов перпендикулярна оси поля реакции якоря, то машина будет представлять по отношению к приложенному напряжению поперечное синхронное индуктивное сопротивление $x_{aq} + x_{\sigma a} = x_q$. Этому сопротивлению соответствует, аналогично с вышеизложенным для продольного синхронного индуктивного сопротивления, эквивалентная схема на рис. 9-13.

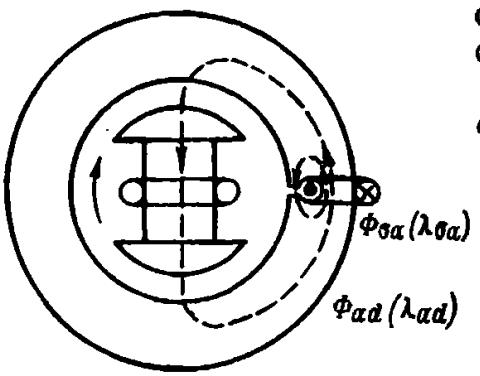


Рис. 9-12. Магнитное поле синхронного генератора при опытном определении синхронного сопротивления по продольной оси

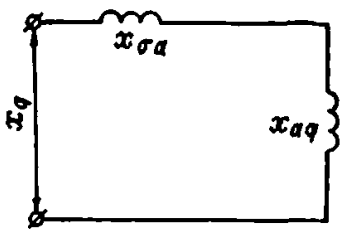


Рис. 9-13. Эквивалентная схема синхронной машины при установившемся режиме по поперечной оси

На основании вышеизложенного можно дать следующее определение: синхронное индуктивное сопротивление есть сопротивление, которое синхронная машина, приведенная во вращение с синхронной скоростью при невозбужденном роторе, оказывает приложенному к обмотке статора симметричному трехфазному напряжению номинальной частоты, причем если ось результирующего поля реакции якоря совпадает с осью полюсов, то это будет продольное синхронное индуктивное сопротивление, если же ось результирующего поля реакции якоря перпендикулярна оси полюсов, то это будет поперечное синхронное индуктивное сопротивление.

Индуктивное сопротивление рассеяния $x_{\sigma a}$ относительно мало, и синхронные индуктивные сопротивления зависят главным образом от магнитных проводимостей для потока реакции якоря по соответствующим осям.

Для явнополюсных машин магнитное сопротивление продольной н.с. реакции якоря меньше, чем поперечной н.с. реакции якоря, а поэтому для явнополюсных машин $x_{ad} > x_{aq}$, а следовательно, $x_d > x_q$.

Для неявнополюсных машин на основании теоретических и опытных данных магнитное сопротивление практически не зависит от расположения оси н.с. реакции якоря относительно основного поля полюсов, а поэтому $x_{ad} = x_{aq}$ и, следовательно, $x_d = x_q$.

9-7. Определение повышения и падения напряжения с помощью диаграмм напряжения

При решении практических задач бывает необходимо определить процентное изменение напряжения при сбросе нагрузки от ее номинального значения до нуля, т. е. при переходе к холостому ходу при сохранении тока возбуждения и скорости вращения неизменными:

$$\Delta U = \frac{E_0 - U_н}{U_н} 100, \ \%.$$

Обычно генераторы предназначаются для работы с индуктивной нагрузкой, и при сбросе нагрузки будет повышение напряжения и ΔU получится со знаком плюс. Если же номинальным условиям соответствует емкостная нагрузка, то при сбросе нагрузки будет понижение напряжения и ΔU получится со знаком минус. В других случаях бывает необходимо определить изменение напряжения, когда генератор, работавший вхолостую при номинальном напряжении $U_н$, нагружается при номинальной скорости до номинальных значений тока и $\cos \varphi$. В этом случае

$$\Delta U = \frac{U - U_н}{U_н} 100, \ \%.$$

Если нагрузка индуктивная, то напряжение на зажимах упадет и ΔU будет со знаком минус; если же нагрузка емкостная, то напряжение увеличится и ΔU будет со знаком плюс.

Таким образом, термины «повышение» и «понижение напряжения» имеют условный характер и справедливы только для активной и индуктивной нагрузки. При емкостной нагрузке действие реакции якоря вызывает в машине увеличение результирующего магнитного потока, и это дает повышение напряжения при увеличении нагрузки. В синхронных машинах в подавляющем числе случаев имеется активная и индуктивная нагрузка.

Заметим, что раньше нормы ограничивали процентное падение напряжения генератора (35—40%). Объясняется это тем, что автоматические регуляторы напряжения были в то время еще несовершенны и регулировка напряжения производилась обычно вручную. В настоящее время в связи с наличием весьма совершенных быстродействующих регуляторов вопрос этот практически отпал. Однако повышение напряжения при сбросе нагрузки не должно превос-

ходить определенного значения во избежание повреждения изоляции. Поэтому обычно ограничивают повышение напряжения величиной 50% при номинальной скорости вращения и токе возбуждения, соответствующем номинальным значениям напряжения, тока и коэффициента мощности.

На практике обычно используются диаграммы повышения напряжения, а диаграммы понижения напряжения имеют главным образом теоретический интерес.

В заключение в табл. 9-1 приведем данные процентного повышения напряжения для различных типов синхронных машин.

Таблица 9-1

Тип генератора	Повышение напряжения, %		Кратность тока установившегося короткого замыкания при возбуждении холостого хода
	$\cos\varphi = 1$	$\cos\varphi = 0{,}8$	
Трехфазные:			
быстроходные	8—15	18—31	2,0—1,4
тихоходные	9—13	18—25	2,5—2,0
турбогенераторы	16—25	30—48	1,2—0,7
Однофазные генераторы для питания железных дорог	17—20	35—40	1,2—0,8

9-8. Определение изменения напряжения из диаграммы э. д. с. для явнополюсной машины по расчетным данным

А. Повышение напряжения. Проведем (рис. 9-14, *а*) вектор тока $OH = I$ и, откладывая под углом φ к нему вектор напряжения и прибавляя к нему геометрически векторы $\dot{I}r_a$ и $j\dot{I}x_{\sigma a}$, получаем вектор э. д. с. $\dot{E}_\delta$, созданной результирующим потоком в зазоре Φ_δ. Зная из расчетных данных величину н. с. реакции якоря

$$F_a = \frac{m\sqrt{2}}{\pi}\frac{wk_{об}}{p} I$$

и коэффициент поперечной реакции k_{aq}, находим величину

$$\frac{k_{aq}F_{aq}}{\cos\psi} = k_{aq}F_a,$$

где $k_{aq}F_{aq}$ представляет собой н. с. поперечной реакции якоря, приведенную к обмотке возбуждения.

В § 9-4 было показано, что вектор $\frac{I}{I_q}\dot{E}_{aq} = \frac{\dot{E}_{aq}}{\cos\psi} = -j\dot{I}x_{aq}$ пропорционален поперечной э. д. с. реакции якоря $\dot{E}_{aq}$ и совпадает по направлению с этой э. д. с., которое перпендикулярно вектору э. д. с. $\dot{E}_0$, индуктированной током возбуждения.

Так как поток поперечной реакции Φ_{aq} замыкается в воздушных промежутках между полюсами, то можно считать, что для этого потока магнитная цепь является ненасыщенной, и поэтому

можно найти величину э. д. с. $E_{aq} : \cos\psi$, соответствующую н. с. $k_{aq}F_a$, по начальному прямолинейному участку характеристики холостого хода (рис. 9-14, *б*). Отложим, далее, найденную величину на рис. 9-14, *а* в виде отрезка $AD = -E_{aq} : \cos\psi$ на продолжении линии BA и соединим точку D с началом координат O. Линия OD будет направлением вектора э. д. с. возбуждения E_0, угол между ней и вектором $\dot{I}$ представляет собой угол ψ, а перпендикуляр AF, опущенный из точки A на OD, — э. д. с. поперечной реакции якоря $\overline{FA} = \dot{E}_{aq} = -j\dot{I}_q x_{aq}$. Н. с. продольной реакции

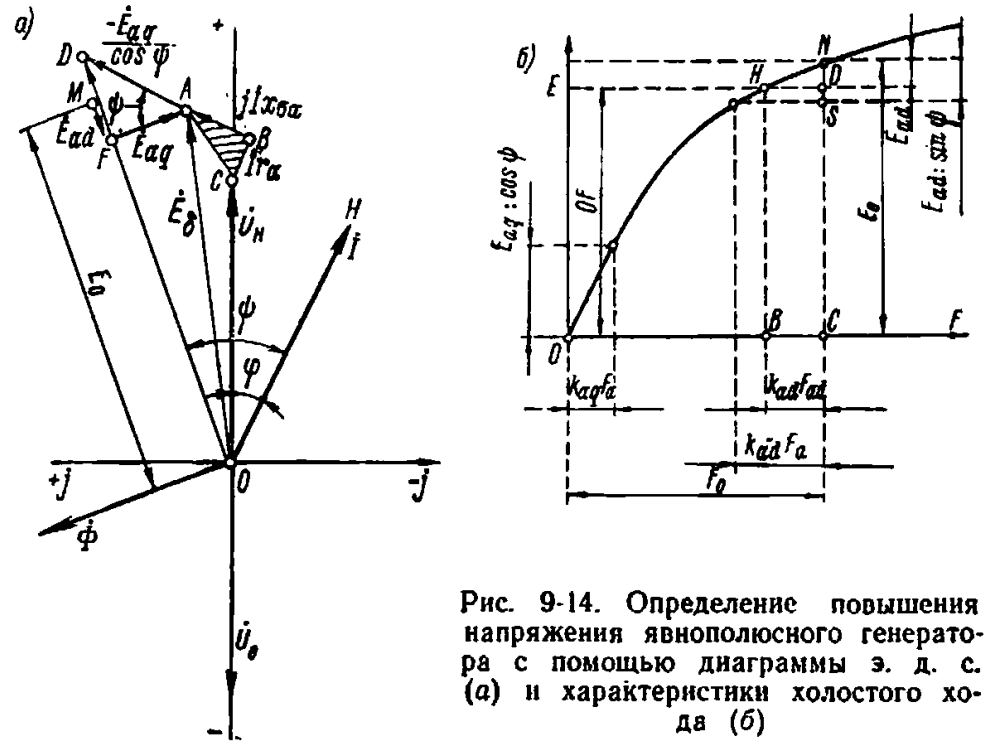


Рис. 9-14. Определение повышения напряжения явнополюсного генератора с помощью диаграммы э. д. с. (*а*) и характеристики холостого хода (*б*)

может быть определена по расчетным данным соответственно найденной величине угла ψ из выражения

$$k_{ad}F_{ad} = k_{ad}F_a \sin\psi.$$

Определив по характеристике холостого хода (рис. 9-14, *б*) величину н. с. возбуждения, равную отрезку OB и соответствующую величине напряжения $\overline{OF}$ из диаграммы рис. 9-14, *а*, и добавив к OB величину н. с., соответствующую приведенной к ротору продольной реакции якоря $k_{ad}F_{ad} = BC$, найдем соответствующее этой реакции якоря возрастание напряжения $ND = E_{ad}$, которое может быть отложено на диаграмме рис. 9-14, *а* от точки F. Полная э. д. с., создаваемая системой возбуждения при холостом ходе, будет

$$E_0 = CN.$$

Повышение напряжения определится теперь как отношение

$$\Delta U = \frac{E_0 - U_н}{U_н} 100, \ \%.$$

Б. Понижение напряжения. При определении приближенного падения напряжения предположим, что за коленом кривой холостого хода приращение напряжения пропорционально приращению н. с. возбуждения (рис. 9-14, *б*). Расстояние OD (рис. 9-6) конца вектора $E_{ad}: \sin\psi = AD$ равно $OC = E_0$ (рис. 9-6), так как величина катета CD мала по сравнению с катетом OC. Находим на характеристике холостого хода (рис. 9-14, *б*) н. с. возбуждения F_0 и, вычитая из нее н. с. $k_{ad}F_{ad}: \sin\psi = k_{ad}F_a$, находим разностный отрезок $NS = E_{ad}: \sin\psi$.

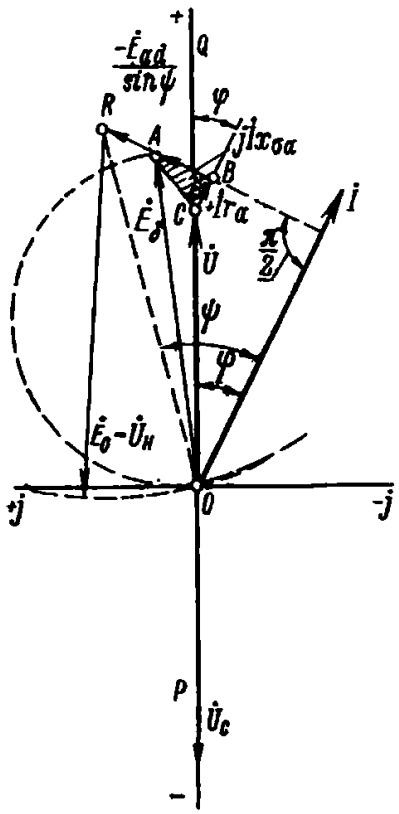


Рис. 9-15. Определение падения напряжения явнополюсного генератора

Строим треугольник падений напряжения CBA со сторонами $\overline{CB} = \dot{I}r_a$ и $\overline{BA} = j\dot{I}x_{\sigma a}$ (рис. 9-15) и под углом φ к CB проводим прямую PQ, которая дает направление вектора $\dot{U}_н$. Продолжая линию BA, откладываем от точки A отрезок $AR = -E_{ad}: \sin\psi$ и из точки R радиусом, равным E_0, засекаем линию PQ в точке O. Тогда $\overline{OC}$ дает искомое напряжение $\dot{U}$, и падение напряжения

$$\Delta U = \frac{U - E_0}{E_0}\,100 = \frac{U - U_н}{U_н}\,100,\ \%.$$

Если желательно по этим данным достроить остальную часть диаграммы (рис. 9-15), то это может быть выполнено по такому же способу, как для повышения напряжения (рис. 9-14, *а*), так как теперь известно не только направление вектора напряжения $\dot{U}$, но и его величина $U = \overline{OC}$.

9-9. Определение изменения напряжения посредством диаграммы Потье

Диаграмма э. д. с. для неявнополюсной синхронной машины с ненасыщенной магнитной цепью, рассмотренная в § 9-2, исходит из раздельного существования магнитных потоков от полюсов возбуждения Φ_0, потока реакции якоря Φ_a и потока рассеяния $\Phi_{\sigma a}$, что дает возможность определять раздельно индуктируемые этими потоками э. д. с. E_0, E_a и $E_{\sigma a}$ и складывать их геометрически.

При насыщенной магнитной цепи синхронной машины э. д. с. E_0 и E_a уже перестают быть пропорциональными н. с. F_0 и F_a, поэтому их простое геометрическое сложение уже не допустимо. В этом случае является более правильным метод диаграммы Потье, по которому геометрически складываются не э. д. с., а н. с. полюсов и якоря и определяется результирующая н. с. F_δ, по которой с по-

мощью характеристики холостого хода находится результирующая э. д. с. E_δ. После этого путем геометрического вычитания падений напряжения $j\dot{I}x_{\sigma a}$ и $\dot{I}r_a$ можно уже найти напряжение на зажимах.

Диаграмма Потье дает возможность определять повышение и падение напряжения как с помощью расчетных, так и опытных данных.

А. Повышение напряжения. Известны: U, I, $\cos\varphi$, r_a и $x_{\sigma a}$, требуется найти E_0 и ΔU.

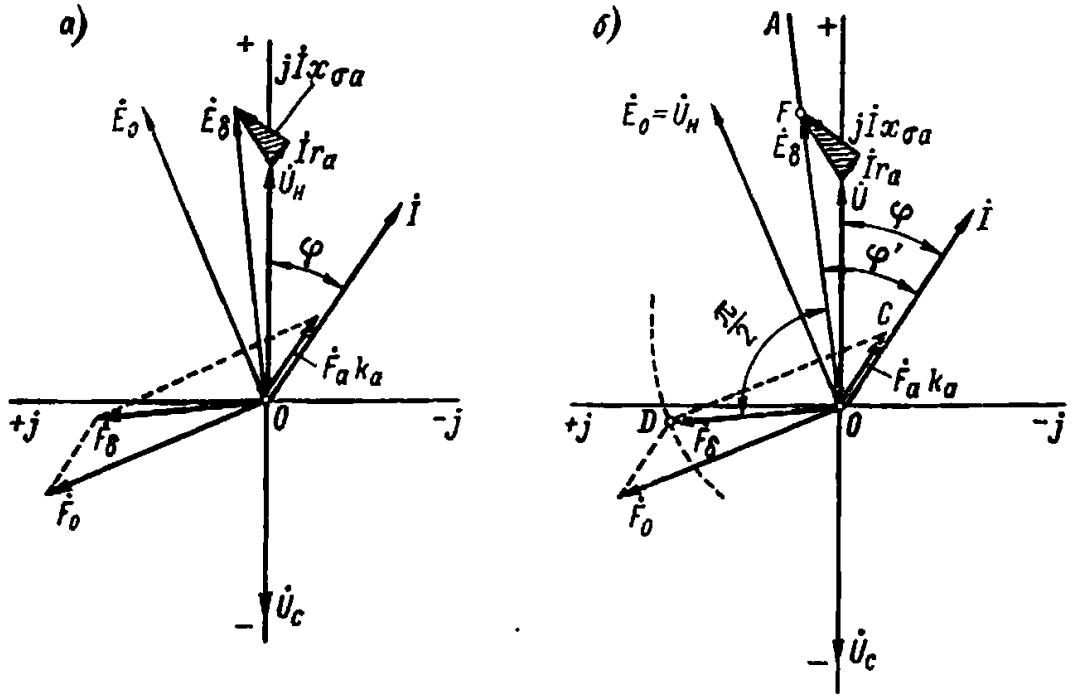


Рис. 9-16. Определение повышения и падения напряжения неявнополюсного генератора с помощью диаграммы Потье

Строим вектор напряжения $\dot{U}_н$ под углом φ к вектору тока $\dot{I}$ (рис. 9-16, *а*) и, прибавляя к нему геометрически падения напряжения $j\dot{I}x_{\sigma a}$ и $\dot{I}r_a$, получаем вектор э. д. с. E_δ от результирующего потока в зазоре Φ_δ. По характеристике холостого хода находим н. с. $\dot{F}_\delta$, вычитая из которой геометрически приведенную к обмотке возбуждения н. с. реакции якоря $\dot{F}_a k_a$, получаем н. с. возбуждения $\dot{F}_0$. По характеристике холостого хода находим э. д. с. E_0, соответствующую н. с. F_0, и затем повышение напряжения

$$\Delta U = \frac{E_0 - U_н}{U_н} 100, \ \%.$$

Б. Понижение напряжения. Известны: $E_0 = U_н$, I, $\cos\varphi$, r_a, $x_{\sigma a}$ и F_a, требуется найти U и ΔU.

При определении падения напряжения задаемся приблизительным отношением углов $\varphi'/\varphi = 1{,}05$ (рис. 9-16, *б*).

Проводим линию OA под углом $\varphi' = 1{,}05\varphi$ к направлению вектора тока $\dot{I}$. Направление вектора н.с. $\dot{F}_\delta$ опережает направление вектора $\dot{E}_\delta$ на угол $\pi/2$. Отложив вектор н.с. реакции якоря $\dot{F}_a k_a$ по направлению вектора $\dot{I}$, проводим из точки C дугу радиусом, равным н.с. возбуждения $\dot{F}_0$, определяемой из характеристики холостого хода по величине напряжения холостого хода E_0. Точка пересечения D описываемой дуги и линии OD определяет по величине и направлению вектор результирующей н.с. $\dot{F}_\delta$, дающей воз-

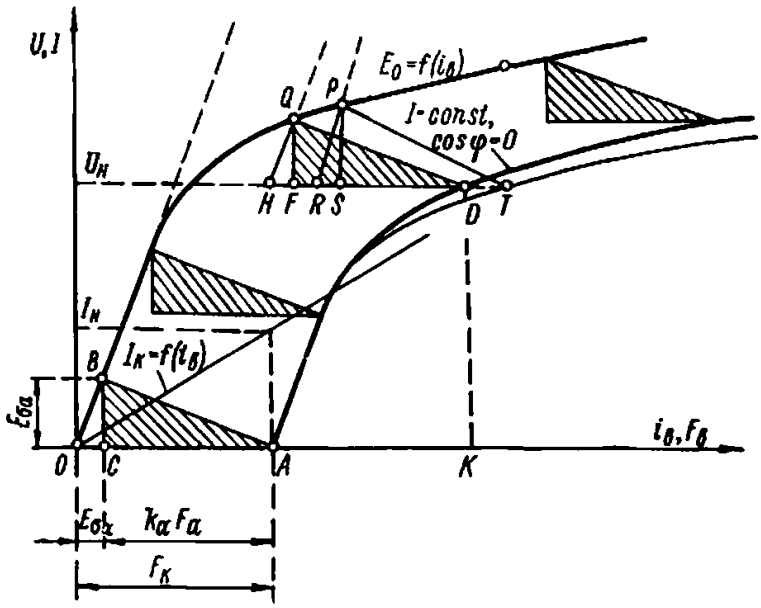


Рис. 9-17. Индуктивная нагрузочная характеристика синхронного генератора

можность найти по характеристике холостого хода вектор $\dot{E}_\delta = \overline{OF}$. Вычитая из $\dot{E}_\delta$ геометрически падения напряжения $j\dot{I}x_{\sigma a}$ и $\dot{I}r_a$, находим вектор напряжения $\dot{U}$, после чего может быть найдено падение напряжения

$$\Delta U = \frac{U - E_0}{E_0} 100 = \frac{U - U_н}{U_н} 100, \ \%.$$

Если в результате построения отношение φ'/φ будет отличаться от 1,05, построение можно повторить, исходя из того значения отношения, какое получилось в результате описанного построения, выполненного как первое приближение.

В. Практическое построение диаграммы Потье [81]. При построении диаграммы Потье должны быть известны $x_{\sigma a}$ и $F_a k_a$. При известных данных машины, например при проектировании машины, эти величины определяются расчетным путем, а при испытании готовой машины — опытным путем из характеристики холостого хода и нагрузочной характеристики при $I = \text{const}$ и $\cos\varphi \approx 0$ (чисто индуктивная нагрузка) следующим образом.

Так как при $\cos\varphi=0$ ($\varphi>0$) вся реакция якоря является для системы возбуждения размагничивающей, то при $I=\text{const}$ получается одна и та же величина размагничивающей н.с. для всех напряжений, начиная от $U=0$, т. е. от точки, соответствующей н.с. обмотки возбуждения при коротком замыкании для того же значения тока (рис. 9-17, точка A). При изменении возбуждения при снятии нагрузочной характеристики для $\cos\varphi\approx0$ вершина B реактивного треугольника BAC (рис. 9-17) скользит по характеристике холостого хода, а вершина A описывает нагрузочную характери-

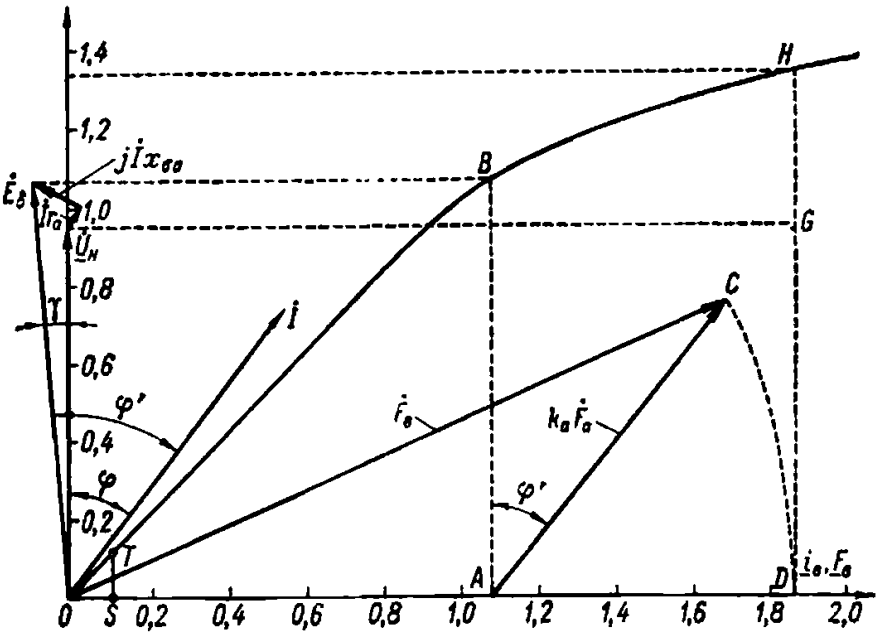


Рис. 9-18. Практический метод построения диаграммы Потье

стику. Если при номинальном напряжении $U_н=KD$ отложить от точки D отрезок $DH=OA=F_к$, определяемый по характеристике короткого замыкания для заданного значения тока I, и провести линию HQ параллельно прямолинейному начальному участку характеристики холостого хода, то из построения будет видно, что отрезок $OF=BC=E_{\sigma a}=Ix_{\sigma a}$, откуда

$$x_{\sigma a}=QF/I \quad \text{и} \quad FD=CA=k_aF_a,$$

где k_a — коэффициент приведения н.с. реакции неявнополюсной машины к обмотке возбуждения (см. § 8-2).

Практическое построение диаграммы Потье для определения повышения напряжения производим, совмещая ее с характеристикой холостого хода, следующим образом (рис. 9-18). Откладываем по оси ординат величину номинального напряжения $U_н$ и под углом φ к нему направляем ток $\dot{I}$. Прибавляя к вектору $\dot{U}_н$ геометрически падения напряжения $\dot{I}r_a$ и $j\dot{I}x_{\sigma a}$, получим э. д. с. $\dot{E}_\delta$ от результирующего потока Φ_δ.

Перенеся величину $E_\delta=AB$ на ось ординат, находим по характеристике холостого хода результирующую н.с. $F_\delta=OA$. Проводя

отрезок $AC=k_aF_a$ под углом $\varphi+\gamma=\varphi'$ к линии AB, находим результирующую н. с. $F_в=OC$. Снося OC на ось абсцисс в положение OD, находим по характеристике холостого хода соответствующую точке D э. д. с. E_0, получаемую при сбросе нагрузки. Разность $HG=HD-GD=E_0-U_н=\Delta U$ дает приращение напряжения при сбросе нагрузки, а относительное повышение напряжения

$$\Delta U=\frac{E_0-U_н}{U_н}100=\frac{GH}{DH}100,\ \%.$$

На рис. 9-19 дано построение диаграммы Потье для различных $\cos\varphi=1{,}0$; 0,8 и 0,0.

Г. Применимость диаграммы Потье. Диаграмма Потье теоретически правильна только для неявнополюсной синхронной машины, так как в этом случае нет необходимости разлагать реакцию якоря на поперечную и продольную составляющие, как в диаграмме э. д. с. Однако опыт применения метода диаграммы Потье для явнополюсных машин показывает, что получаемые результаты практически достаточно приемлемы, благодаря чему эта диаграмма имеет практическое распространение применительно не только к неявнополюсным, но и к явнополюсным машинам.

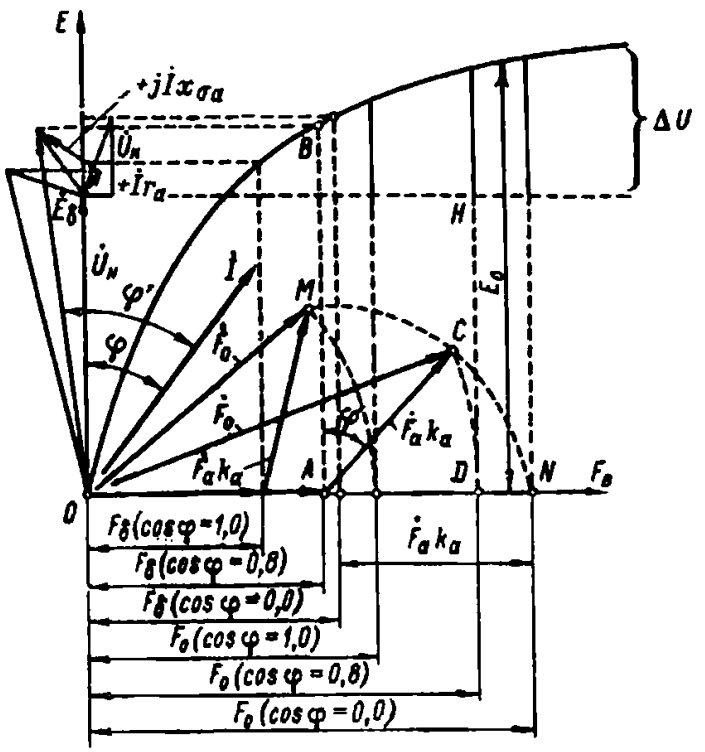


Рис. 9-19. Диаграммы Потье для различных значений $\cos\varphi$

При построении диаграммы Потье по величинам $E_{σa}$ и F_a, определяемым по характеристике холостого хода и нагрузочной характеристике при $\varphi\approx0$ (рис. 9-17), нужно иметь в виду, что снятая опытным путем нагрузочная характеристика явнополюсной машины дает при данных напряжениях несколько бо́льшие значения н. с. возбуждения, чем получаемые при передвижении по характеристике холостого хода вершины реактивного треугольника. Это отклонение объясняется увеличением магнитного сопротивления полюсов, вызванного возрастанием потока рассеяния обмотки возбуждения при увеличении тока возбуждения. Электродвижущая сила рассеяния $E_{σa}=PS$ (рис. 9-17), определенная вышеописанным методом по характеристикам холостого хода, короткого замыкания и полученной опытным путем нагрузочной характеристике при $\varphi=0$, про-

веденной на рис. 9-17 тонкой линией, больше ее действительного значения $BC = E_{оа} = jIx_{оа}$. Соответственно индуктивное сопротивление для построения диаграммы Потье

$$x_p = \frac{PS}{I} > \frac{BC}{I} = x_{оа}.$$

В машинах с относительно большим насыщением полюсов при небольшом токе возбуждения x_p с увеличением $i_в$ сначала возрастает, а потом уменьшается (рис. 9-20, *а*). На рисунке по оси абсцисс отложены не токи $i_в$, а соответствующие им величины напряжения в относительных единицах. В машинах с малым насыщением полюсов x_p с увеличением $i_в$ сразу уменьшается (рис. 9-20, *б*). Для турбогенератора x_p практически может быть принято постоян-

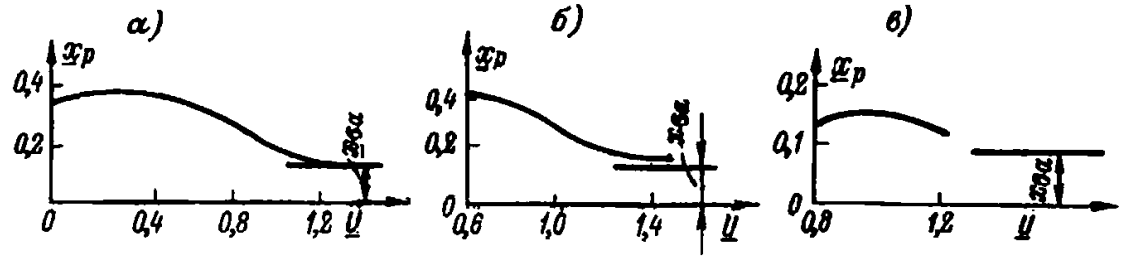


Рис. 9-20. Зависимость индуктивного сопротивления Потье от насыщения

ным (рис. 9-20, *в*), что объясняется небольшим рассеянием обмотки возбуждения. Учитывая вышеизложенное, определение $x_{оа}$ для явнополюсных машин необходимо производить при значениях $i_в$, соответствующих $(1{,}2 \div 1{,}3)\,U_н$ по нагрузочной характеристике для $I = I_н$ и $\cos\varphi \approx 0$ (чисто индуктивная нагрузка), а для турбогенераторов — для точки $U = U_н$ той же нагрузочной характеристики.

9-10. Упрощенная практическая диаграмма (шведская диаграмма)

Метод построения упрощенной диаграммы вытекает из метода практического построения диаграммы Потье (рис. 9-18). Из построения последней диаграммы для различных $\cos\varphi$ (рис. 9-19) можно видеть, что конец вектора н. с. реакции якоря $\dot{F}_a k_a$ описывает кривую MCN, приближающуюся к окружности. Для практического нахождения центра этой окружности можно произвести следующее построение. Находим по характеристике холостого хода ток возбуждения $i_{в0} = OA$, соответствующий напряжению $U_н$, и по характеристике короткого замыкания — ток возбуждения $i_{в.к} = OH$, соответствующий току $I_н$ (рис. 9-21). Находим, далее, ток возбуждения $i_в = OB$ по нагрузочной характеристике при $\cos\varphi \approx 0$ для напряжения $U_н$.

Отложив на линии AD отрезок $AC = 1{,}05\,i_{в.к} = 1{,}05\,OH$, соединяем точки C и B прямой и из середины N отрезка CB проводим перпендикуляр до пересечения с осью абсцисс в точке M. Описываем теперь из центра M радиусом, равным MB, дугу окружности

CFB, которая представит собой геометрическое место величины тока возбуждения полюсов для различных $\cos\varphi$. Проводя из A линию под углом φ к линии AD, получаем в месте пересечения с дугой CFB точку F; тогда отрезок OF дает величину тока возбуждения для нагрузки машины при токе $I_н$ и заданном $\cos\varphi$. Засекая радиусом OF ось абсцисс, определяем для найденной величины тока возбуждения $i_в = OK$ по характеристике холостого хода э. д. с. $E_0 = KS$.

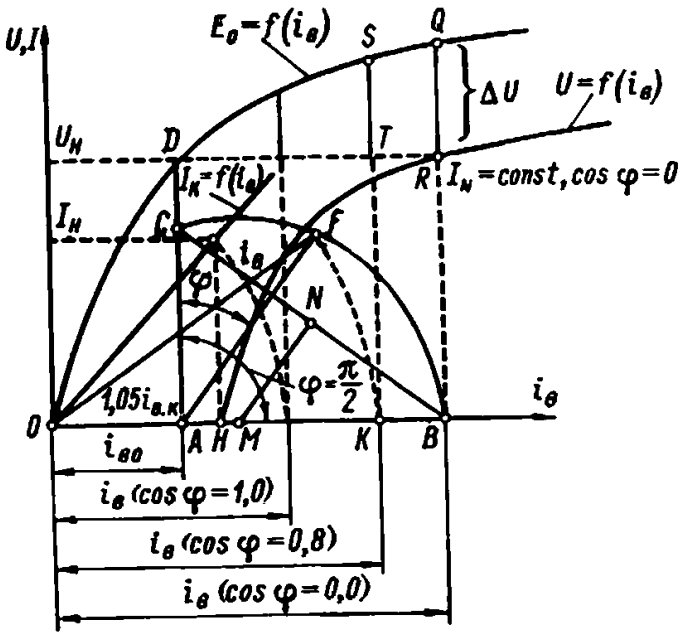


Рис. 9-21. Упрощенная практическая диаграмма Потье

Повышение напряжения

$$\Delta U = \frac{KS - BR}{BR}\,100 = \frac{E_0 - U_н}{U_н}\,100,\ \%.$$

При построении шведской диаграммы для неявнополюсных машин типа турбогенераторов рекомендуется откладывать отрезок $AC = i_{в.к}$, так как повышение величины до значения $1{,}05\ i_{в.к}$ вызвано учетом повышения магнитного сопротивления полюсов явнополюсной машины под влиянием их рассеяния, которое у неявнополюсных турбогенераторов получается весьма небольшим.

Пример. Построить диаграмму Потье для явнополюсного гидрогенератора $S = 71\,500$ *ква*, данные которого приведены выше в примере гл. 8, при его работе с номинальной нагрузкой при номинальном $\cos\varphi = 0{,}8$ и номинальной мощности $P_н = 57\,200$ *квт*. Построение произведем в относительных единицах (единица напряжения $E_{н.ф} = 13\,800/\sqrt{3} = 7980$ *в* и единица тока $I_н = 2990$ *а*).

Ниже на рис. 11-2 представлена характеристика холостого хода генератора в относительных единицах:

Единице тока возбуждения $i_{в.н} = 868$ *а* соответствует точка холостого хода с номинальным напряжением $U_н = 13\,800$ *в*.

Индуктивное сопротивление рассеяния обмотки статора $x_р$ с учетом несколько повышенного рассеяния обмотки возбуждения генератора явнополюсного типа определяется с помощью короткого замыкания и нагрузочной характеристики при $\cos\varphi = 0$ по методу, изложенному в § 9-9, п. В (рис. 9-17). Ток возбуждения по нагрузочной характеристике ($\cos\varphi \approx 0$) при $U = U_в$ равен 1590 *а* или в относительных единицах

$$i_{в\,\cos\varphi=0} = 1590/868 = 1{,}83.$$

Согласно опытным данным ток возбуждения при трехфазном коротком замыкании при номинальном токе в обмотке статора $I_п = 2990$ *а* равен $i_{в.к} = 527$ *а*. Следовательно, н. с. короткого замыкания в относительных единицах

$$i_{в.к} = 527/868 = 0{,}61.$$

Отложив на линии TH, параллельной оси абсцисс (рис. 9-22), для номинального напряжения от точки T отрезок

$$TR = OA = \underline{i}_{в.к} = 0{,}61$$

и проведя через точку R линию, параллельную начальному участку характеристики холостого хода, получаем на пересечении с этой характеристикой точку P. Проведя через эту точку прямую, параллельную оси ординат, находим в отно-

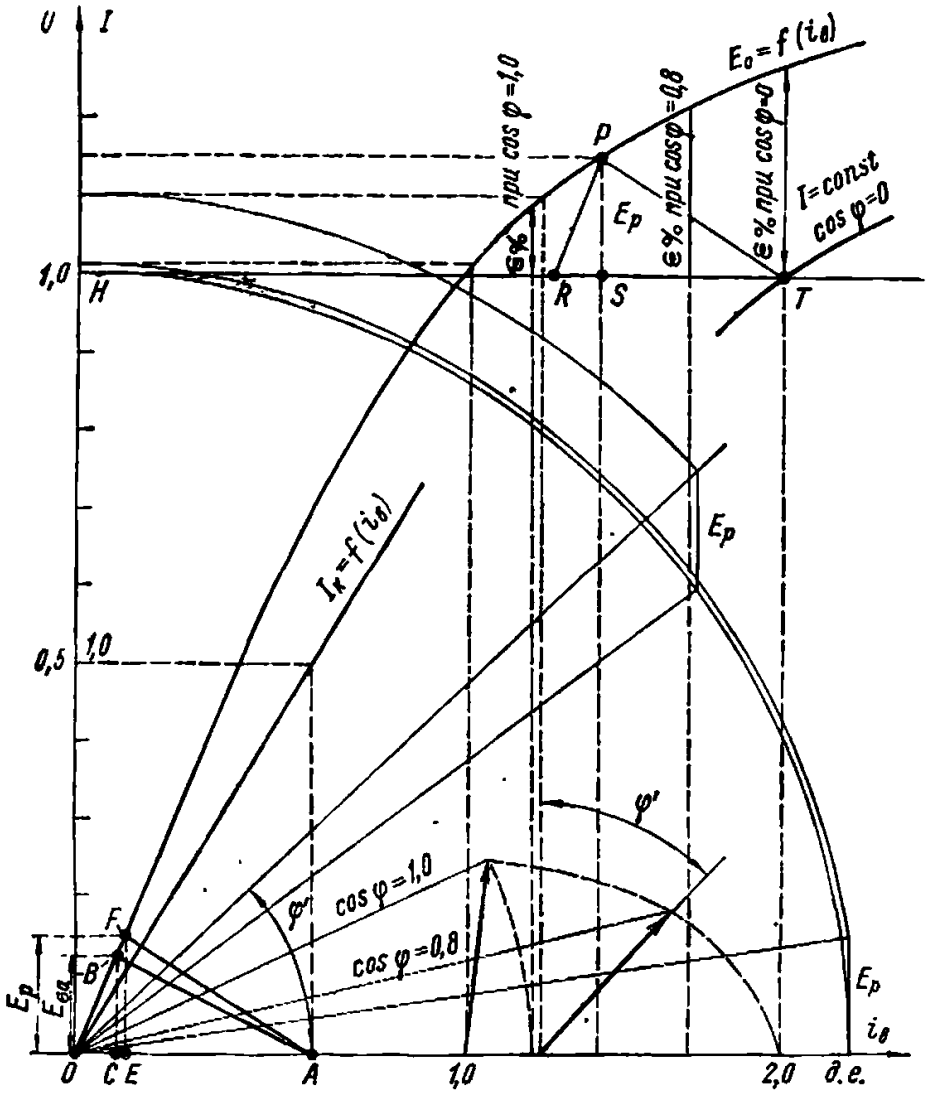


Рис. 9-22. Практическая диаграмма Потье для гидрогенератора $S=71500$ *ква*, $2p=96$

сительных единицах отрезок $PS=\underline{E}_p=0{,}15$. Отсюда индуктивное сопротивление якоря с учетом повышения его значения из-за явнополюсности для номинального тока $I_н=1{,}0$ получается

$$\underline{x}_p = \underline{E}_p = 0{,}15.$$

По заданным и полученным из опыта данным на рис. 9-22 по изложенному методу построена диаграмма Потье. Ток возбуждения при номинальном токе нагрузки $I_н=2990$ *а* и $\cos\varphi=0{,}8$ получился равным в относительных единицах $i_{в.н}=1{,}58$ или $i_{в.н}=1{,}58\cdot 868=1370$ *а*, а при $\cos\varphi=1{,}0$ относительный ток возбуждения получился равным $i_{в.н}=1{,}2$ или $i_{в.н}=1{,}2\cdot 868=1040$ *а*. По характеристике холостого хода повышение напряжения получается равным $\varepsilon=10\%$ при $\cos\varphi=1{,}0$; $\varepsilon=21\%$ при $\cos\varphi=0{,}8$ и $\varepsilon=26{,}5\%$ при $\cos\varphi\approx 0$.

На рис. 9-23 по методу, описанному в § 9-10, построена для того же генератора 71 500 *ква* упрощенная шведская диаграмма соответственно рис. 9-21. Сравнение результатов определения тока возбуждения для различных cos φ

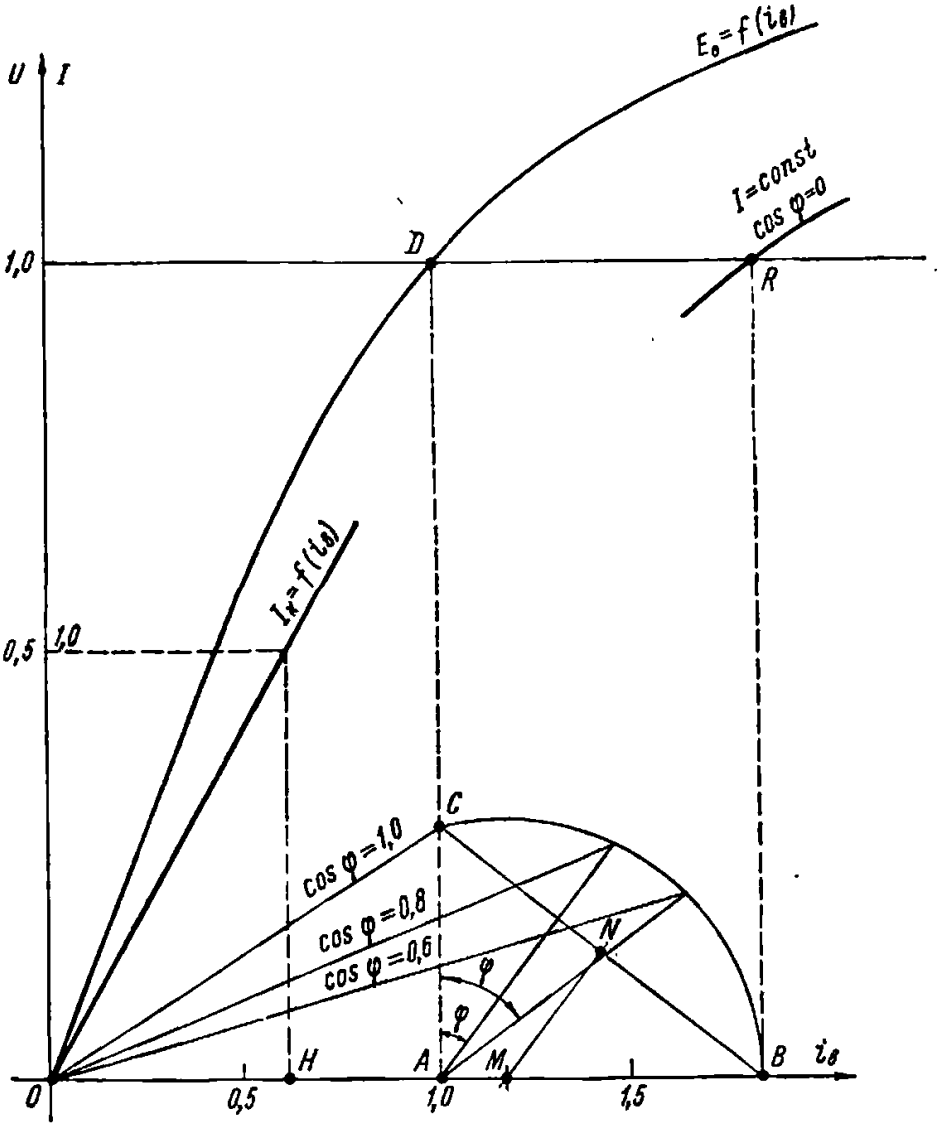


Рис. 9-23. Упрощенная практическая диаграмма (шведская) для гидрогенератора $S=71500$ *ква*, $2p=96$

и одного и того же номинального тока $I_н=2990$ *а* при диаграмме Потье и шведской диаграмме с опытными данными для того же генератора даны в следующей таблице, где ток возбуждения выражен в относительных единицах.

cos φ	Данные		Опытные данные
	по диаграмме Потье	по шведской диаграмме	
1,0	1,2	1,185	1,195
0,9	1,47	1,465	1,45
0,8	1,58	1,57	1,57
0,7	1,64	1,64	1,67
0,6	1,7	1,69	1,74
0,0	1,83	1,83	1,83

Необходимо отметить хорошее совпадение данных, получаемых по диаграмме Потье и шведской диаграмме, с опытными данными. Поскольку построение шведской диаграммы проще, чем диаграммы Потье, необходимо признать ее большую практическую ценность не только для неявнополюсных, но также и для явнополюсных машин.

9-11. Определение изменения напряжения по упрощенной диаграмме э. д. с.

А. Повышение напряжения. Известны: $U=U_н$, I, $\cos\varphi$ и синхронное сопротивление x_c. Требуется найти E_0 и ΔU.

Откладываем (рис. 9-24) вектор тока $\dot I$, а под углом $\varphi>0$ к нему проводим вектор $\dot U=\dot U_н$. Из конца вектора $\dot U$ откладываем вектор $\dot I r_a$, совпадающий с направлением вектора тока, а затем из конца вектора $\dot I r_a$ — вектор $j\dot I x_c$, опережающий вектор тока $\dot I$ на 90°. Замыкающий вектор представит собой э. д. с. $\dot E_0$ как по величине, так и по фазе. Повышение напряжения

$$\Delta U=\frac{OC-OA}{OA}100=\frac{E_0-U_н}{U_н}100,\ \%.$$

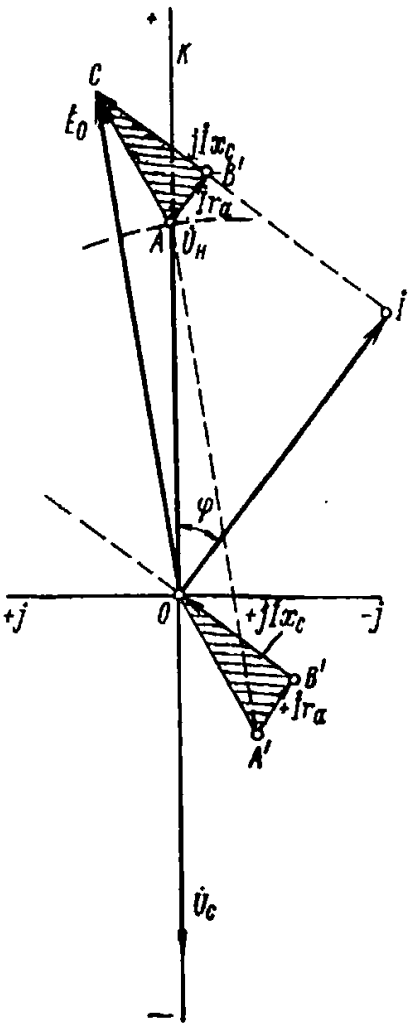


Рис. 9-24. Определение изменения напряжения по упрощенной диаграмме э. д. с.

Б. Понижение напряжения. Известны: $E_0=U_н$, I, $\cos\varphi$, r_a и x_c. Требуется найти U и ΔU.

Откладываем вектор тока $\dot I$ (рис. 9-24), а под углом φ к нему проводим прямую OK. В начале координат пристраиваем ниже оси абсцисс треугольник $OA'B'$ со сторонами $\overline{OB'}=j\dot I x_c$ и $A'B'=\dot I r_a$. Далее из точки A' проводим дугу радиусом, равным $U_н$, до пересечения с линией OK в точке A. Вектор $\overline{OA}$ представляет собой искомое напряжение U, а понижение напряжения

$$\Delta U=\frac{\overline{AA'}-\overline{OA}}{AA'}100=\frac{U_н-U}{U_н}100,\ \%.$$

В. Применимость упрощенной диаграммы э. д. с. Особенность упрощенной диаграммы э. д. с. заключается в том, что а) действие потока реакции якоря Φ_a на основное поле учитывается падением напряжения в индуктивном сопротивлении реакции якоря x_a и б) синхронное индуктивное сопротивление x_c определяется по характеристикам холостого хода и короткого замыкания.

Точность упрощенной диаграммы э. д. с. зависит от того, насколько сопротивление x_c, определенное вышеупомянутым методом, соответствует его значению в режиме, для которого производится построение диаграммы.

Наибольший практический интерес представляет определение повышения напряжения генератора, работающего при $I=I_н$ и $\cos\varphi=0{,}8$, при сбросе его нагрузки. В этом режиме н. с. имеет

значительную поперечную и относительно небольшую продольную составляющие, а магнитная система является насыщенной. В режиме трехфазного короткого замыкания, из опыта которого определяется x_c для построения диаграммы, н. с. F_a является целиком продольной, а магнитная система — ненасыщенной.

Очевидно, что магнитное сопротивление для одной и той же н. с. F_a при трехфазном коротком замыкании будет значительно меньше, а сопротивление x_c больше, нежели для той же машины в случае ее работы при $U=U_н$, $I=I_н$ и $\cos\varphi=0{,}8$, причем для явнополюсной машины это различие будет значительнее, чем для турбогенераторов. Поэтому для турбогенераторов упрощенная диаграмма э. д. с. дает более точный результат, нежели для явнополюсных машин.

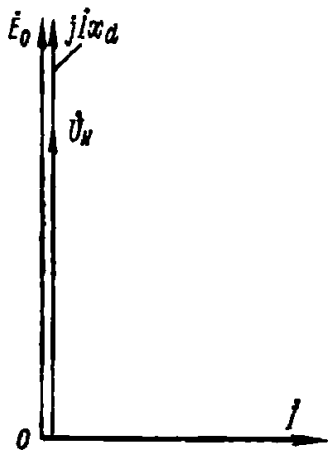


Рис. 9-25. Диаграмма э. д. с. при индуктивной нагрузке

Полное совпадение данных диаграммы э. д. с. с данными опыта было бы лишь для ненасыщенных турбогенераторов, т. е. для машин, которые в настоящее время не изготовляются.

Г. Упрощенная диаграмма э. д. с. с уточняющей поправкой американского общества инженеров-электриков (AIEE). Нормы американского общества инженеров-электриков рекомендуют брать величину падения напряжения Ix_c не по прямолинейной части характеристики холостого хода, а как разность напряжений $QB-BR=QR=Ix_c$ (рис. 9-21), получаемую для тока возбуждения, соответствующего напряжению $U_н$ по нагрузочной характеристике при $\cos\varphi=0$ для тока $I_н$. Обоснованием этого метода является то обстоятельство, что при $\cos\varphi\approx0$ падение напряжения от действия реакции якоря и рассеяния обмотки статора складывается алгебраически с напряжением (рис. 9-25).

9-12. Опытные данные сравнения диаграмм э. д. с.

В качестве примера сравнения вышеприведенных диаграмм напряжения с опытными данными для явнополюсных машин приведем результаты испытаний главных генераторов Волховской гидроэлектрической станции, проведенных под руководством проф. В. А. Толвинского. Основные данные генератора, изготовленного заводом «Электросила» имени С. М. Кирова, следующие: $S_н=8750$ *ква*, $U_н=11\,000$ *в*, $I_н=460$ *а*, $\cos\varphi=0{,}8$, $n=75$ *об/мин*.

Результаты определения процентного повышения напряжения по диаграммам э. д. с и из опыта даны в табл. 9-2.

На основании данных табл. 9-2 приходим к выводу, что эти диаграммы дают практически весьма близко совпадающие результаты, хорошо согласующиеся с опытными данными, и поэтому их следует признать практически равноценными.

Таблица 9-2

Характеристика режима				Повышение напряжения, %			
				по диаграммам			из опыта
нагрузка, *квт*	напряжение, *в*	ток, *а*	cos φ	Потье	упрощенной диаграмме с уточнением	упрощенной диаграмме (шведской)	
7000	11 000	460	0,8	26,7	26,7	27,7	27,7
8750	11 000	460	1,0	13,5	14,1	14,5	14,1
7700	11 000	506	0,8	28,8	28,8	28,9	29,8
9620	11 000	506	1,0	14,42	15,5	16,4	—

Глава десятая

ОДНОФАЗНЫЙ СИНХРОННЫЙ ГЕНЕРАТОР

10-1. Реакция якоря однофазного генератора

В однофазном генераторе имеется одна обмотка статора, обтекаемая однофазным переменным током, поэтому в ней создается пульсирующая волна н. с. реакции якоря. Эта пульсирующая волна н. с. по общему правилу (см. § 4-2) может быть разложена на две составляющие с половинной амплитудой, вращающиеся во взаимно противоположных направлениях. Прямо вращающаяся волна н. с. двигается синхронно с ротором и вступает во взаимодействие с н. с. обмотки возбуждения совершенно таким же образом, как в многофазном синхронном генераторе, а обратно вращающаяся волна двигается против движения ротора с удвоенной относительно него скоростью. Обмотки ротора являются по отношению к обратносинхронной н. с. вторичными обмотками трансформатора, поэтому в них создаются токи удвоенной частоты, экранирующие то поле, которое их создает.

Если ротор имеет полную успокоительную обмотку, т. е. как по продольной, так и по поперечной оси, то обратносинхронное поле будет практически затушено так же, как тушится поле взаимоиндукции в трансформаторе при коротком замыкании. Но если ротор не имеет успокоительной обмотки по поперечной оси, а имеет по продольной оси обмотку возбуждения или, кроме нее, по этой же оси и успокоительную обмотку, то поток Φ_{2d} по продольной оси будет затушен и сохранится лишь поток по поперечной оси Φ_{2q}. Если все обмотки на роторе разомкнуты, то и при неявнополюсном роторе с равномерным воздушным зазором обратносинхронное поле не будет совершенно затушено и будет индуктировать в обмотке статора э. д. с. основной частоты.

При разомкнутых обмотках в неявнополюсном роторе с различными магнитными проводимостями по продольной и поперечной осям, пропорциональными индуктивным сопротивлениям, проводи-

мость для обратносинхронного поля будет изменяться по закону:

$$\Lambda_2 = \frac{1}{2} k (x_d + x_q) - \frac{1}{2} \cdot k (x_d - x_q) \cos 2\omega t, \qquad (10\text{-}1)$$

если при $t=0$ ось однофазной обмотки статора совпадает с поперечной осью машины.

Из уравнения (10-1) видно, что проводимость для обратносинхронного поля состоит из двух частей, первая из которых $\frac{1}{2} k (x_d + x_q)$ постоянна и представляет собой значение средней магнитной проводимости, а вторая $-\frac{1}{2} k (x_d - x_q) \cos 2\omega t$ изменяется по закону удвоенной частоты и имеет амплитуду, равную полуразности магнитных проводимостей по продольной и поперечной осям (рис. 10-1).

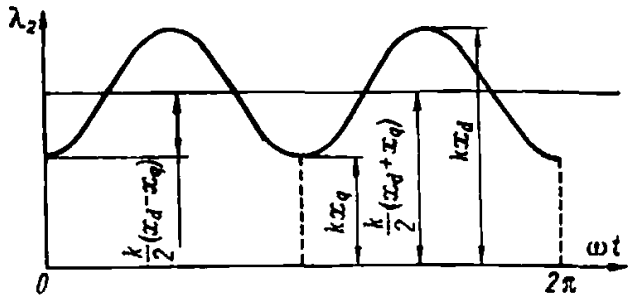


Рис. 10-1. Изменение магнитной проводимости для потока статора однофазного синхронного генератора

Изменение потока, создаваемого обратносинхронной н. с. в контуре статорной обмотки, происходит согласно уравнению.

$$\Phi_2 = \frac{1}{2} \Lambda_2 F_a \sin \omega t = \frac{1}{4} F_a k (x_d + x_q) \sin \omega t -$$

$$- \frac{1}{4} F_a k (x_d - x_q) \sin \omega t \cos 2\omega t = \Phi'_{2m} \sin \omega t - \Phi'_{2m} \sin \omega t \cos 2\omega t =$$

$$= \Phi'_{2m} \sin \omega t - \frac{1}{2} \Phi'_{2m} (\sin 3\omega t - \sin \omega t) =$$

$$= \left(\Phi'_{2m} + \frac{1}{2} \Phi''_{2m} \right) \sin \omega t - \frac{1}{2} \Phi''_{2m} \sin 3\omega t =$$

$$= \Phi_{2m} \sin \omega t - \frac{1}{2} \Phi''_{2m} \sin 3\omega t, \qquad (10\text{-}2)$$

где

$$\Phi'_{2m} = \frac{1}{4} F_a k (x_d + x_q); \qquad (10\text{-}3)$$

$$\Phi''_{2m} = \frac{1}{4} F_a k (x_d - x_q). \qquad (10\text{-}4)$$

Уравнение (10-2) показывает, что в явнополюсной машине обратносинхронное поле индуктирует в обмотке статора э. д. с. как основной, так и утроенной частоты. В неявнополюсной машине с разомкнутыми обмотками ротора $x_d = x_q$, и поэтому поток Φ'_{2m} и соответственно третья гармоническая э. д. с исчезают.

При замкнутой обмотке возбуждения и отсутствии успокоительной обмотки на роторе

$$\Phi'_{2m} = \frac{1}{4} F_a k \left(x'_d + x_q\right); \tag{10-5}$$

$$\Phi''_{2m} = \frac{1}{4} F_a k \left(x'_d - x_q\right). \tag{10-6}$$

При замкнутой обмотке возбуждения и наличии успокоительной обмотки на роторе

$$\Phi'_{2m} = \frac{1}{4} F_a k \left(x'_d + x'_q\right); \tag{10-7}$$

$$\Phi''_{2m} = \frac{1}{4} F_a k \left(x''_d - x''_q\right). \tag{10-8}$$

Здесь x'_d и x_d'' представляют собой эквивалентные индуктивные сопротивления по продольной оси, а x'_q и x'_q — по поперечной оси, учитывающие трансформаторную связь обмотки статора с короткозамкнутыми роторными обмотками по отношению к обратносинхронному полю. Из уравнения (10-8) следует, что при полной успокоительной обмотке на роторе, когда $x_q'' \approx x_d''$, третья гармоническая э. д. с. исчезает, но если успокоительная обмотка по поперечной оси отсутствует, то $x_q \neq x'_d$ (успокоительная обмотка по продольной оси отсутствует) или $x_q \neq x_d''$ (успокоительная обмотка по продольной оси существует), и поэтому третья гармоническая э. д. с. появляется.

Поток Φ_{2d}, создаваемый обратносинхронной н. с., может индуктировать в обмотке возбуждения весьма высокое напряжение U_2 удвоенной частоты, которое может представлять опасность для изоляции обмотки возбуждения при случайном размыкании или ее обрыве. Ток двойной частоты i_2, складываясь с постоянным током возбуждения $i_в$ (рис. 10-2), повышает действующее значение результирующего тока в обмотке возбуждения до величины

$$i = \sqrt{i_в^2 + I_2^2},$$

где I_2 — действующее значение переменного тока i_2.

Для устранения указанных нежелательных явлений на полюсных наконечниках устраивается успокоительная обмотка, представляющая собой короткозамкнутые контуры малого сопротивления, охватывающие полюсы в виде короткозамкнутых витков из меди достаточно большого сечения (рис. 10-3, *а*), или медные стержни, уложенные в специальные пазы в полюсных наконечниках и соединенные по торцам медными полосами большого сечения (рис. 10-3, *б*) в виде беличьей клетки. Действие этих успокоительных обмоток бывает столь интенсивным, что обмотка возбуждения оказывается практически разгруженной от токов двойной частоты,

и, кроме того, при разрыве цепи возбуждения не получается перенапряжений.

Успокоительные обмотки, изображенные на рис. 10-3, *а*, *б*, не оказывают заметного влияния на поперечно пульсирующий поток Φ_{2q} и не приводят к уничтожению в обмотке статора третьей гармонической э. д. с. Для уничтожения этой э. д. с. необходимо добиться хотя бы приблизительного равенства эквивалентных сопротивлений по обеим осям, для чего необходимо стержни беличьей клетки, уложенные в полюсных башмаках, соединить общими замыкающими кольцами (рис. 10-3, *в*), образующими вместе со стерж-

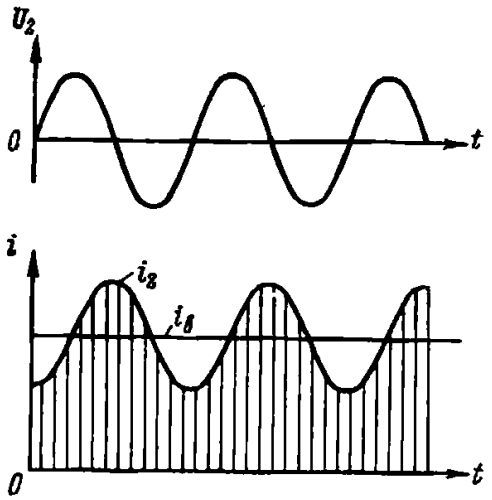


Рис. 10-2. Напряжение и ток, индуктируемые в обмотке возбуждения однофазного синхронного генератора

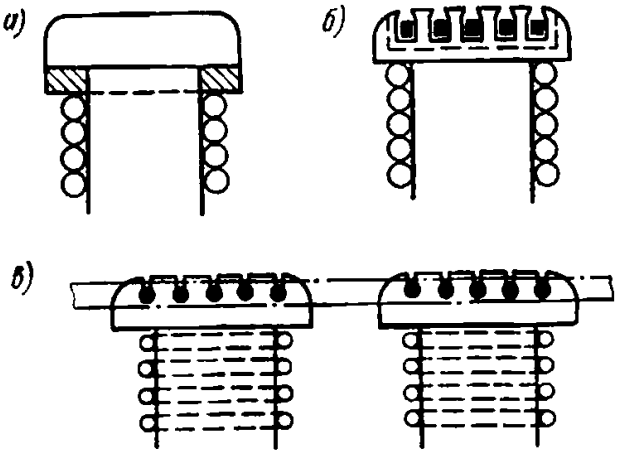


Рис. 10-3. Формы исполнения успокоительной обмотки однофазного синхронного генератора

нями полную беличью клетку. В этом случае продольно пульсирующее поле Φ_{2d} глушится потоком, создаваемым контурами на поверхности полюсного наконечника, а поперечно пульсирующее поле Φ_{2q} — потоком, создаваемым контурами, образуемыми стержнями на соседних полюсах.

В неявнополюсных машинах типа турбогенератора ротор представляет собой обычно массивное тело, и образующиеся в нем вихревые токи оказывают заглушающее действие как на продольно, так и на поперечно пульсирующее поле.

10-2. Диаграмма напряжений однофазного генератора

Диаграмма напряжений для однофазного генератора строится подобно тому, как и для трехфазного, причем величина н. с. реакции якоря, а именно ее синхронно вращающаяся составляющая, вследствие наличия на статоре однофазной обмотки имеет пониженное по сравнению с н. с. реакции якоря в трехфазном генераторе значение, равное на один полюс:

$$F_a = \frac{\sqrt{2}}{\pi} \frac{wk_{об}}{p} I = 0{,}45 \frac{wk_{об}}{p} I.$$

Индуктивное падение напряжения в обмотке статора однофазного генератора, соответствующее падению напряжения в сопротивлении рассеяния трехфазного генератора, получает повышенное значение, так как, кроме индуктивного падения $Ix_{оа}$ в сопротивлении рассеяния, нужно принять во внимание и э. д. с. от обратносинхронного поля. При наличии полной беличьей клетки обратносинхронное поле будет практически затушено, и поэтому индуктивное падение напряжения в этом случае будет меньше.

10-3. Сравнение габаритной мощности однофазного и трехфазного синхронного генератора

Если в трехфазном генераторе с обмотками, соединенными звездой, отключить одну фазу и производить питание только через оставшиеся две фазы, то получится синхронный однофазный генератор, у которого рабочая обмотка будет занимать только две трети пазов.

Полная мощность трехфазной машины.

$$P_3 = 3U_ф I = \sqrt{3} U_л I.$$

При работе двух фаз в однофазном режиме

$$P_1 = \sqrt{3} U_ф I = U_л I.$$

Отношение мощностей

$$\frac{P_1}{P_3} = \frac{1}{\sqrt{3}} = 0{,}578.$$

Электрические потери в обмотках статора будут в этом случае при $I_1 = I_3 = I$ относиться, как

$$\frac{2I^2 r_a}{3I^2 r_a} = \frac{2}{3} = 0{,}667.$$

Если предположить, что данный габарит допускает равные потери в обмотках статора в обоих случаях, то допустимо отношение токов

$$\frac{I_1}{I_3} = \sqrt{\frac{3}{2}} = 1{,}225,$$

и поэтому отношение мощностей будет

$$\frac{P_1}{P_3} = \frac{U_л I_1}{\sqrt{2} U_л I_3} = \frac{1}{\sqrt{3}} \sqrt{\frac{3}{2}} = \frac{1}{\sqrt{2}} = 0{,}707.$$

При этом нужно еще принять во внимание, что в однофазной машине обмотка статора имеет относительно короткие лобовые части, что снижает величину сопротивления обмотки статора и несколько понижает величину потерь в ней. Так как для нагревания машины основную роль играют потери в части обмотки, заложен-

ной в пазы, то сокращение длины лобовых частей не будет иметь практического влияния на допустимую мощность однофазной машины.

Величина тока возбуждения при угле сдвига фаз $\varphi \neq 0$ в однофазной машине под нагрузкой будет несколько меньше из-за уменьшенной величины реакции якоря, но индуктивное падение напряжения будет несколько больше.

Глава одиннадцатая

ХАРАКТЕРИСТИКИ СИНХРОННОГО ГЕНЕРАТОРА

11-1. Система относительных единиц

При сравнении синхронных машин различного конструктивного выполнения, различного напряжения и мощности удобно выражать основные величины и параметры не в физических единицах, а в относительных величинах, которые могут исчисляться процентными или долевыми значениями от величин, принимаемых за единицу. В системе относительных единиц за единицу принимаются следующие величины:

1. Номинальная полная мощность машины $P_н = mU_н I_н$.
2. Номинальное фазное напряжение при холостом ходе $U_н = E_0$.
3. Номинальный фазный ток $I_н$.
4. Номинальное сопротивление

$$z_н = U_н / I_н = E_0 / I_н. \tag{11-1}$$

5. Номинальная угловая скорость ротора $\Omega_н$, т. е. угловая скорость при номинальной частоте.
6. Угол величиной один радиан.
7. Время, в течение которого фаза тока и напряжения при номинальной частоте изменяется на один радиан или, что то же самое, вращающееся поле при номинальной частоте поворачивается на один радиан (электрический).

Указанные значения напряжения, тока и сопротивления являются единицами для соответствующих величин цепи статора. Для цепи возбуждения единицы устанавливаются следующим образом.

За единицу тока цепи возбуждения принимается ток возбуждения $i_{вв}$, который создаст в воздушном зазоре магнитный поток основной гармонической такой же величины, как и магнитный поток, создаваемый номинальным током статора при симметричной нагрузке в случае, когда реакция якоря действует полностью по продольной оси. Согласно соотношению (8-26) единица тока возбуждения

$$i_{в.н} = \frac{m\sqrt{2}}{\pi} \frac{\omega k_{об}}{p\omega_в} k_{ad} I_н. \tag{11-2}$$

За единицу напряжения цепи возбуждения принимается напряжение $u_{в.н}$, определяемое через номинальную полную мощность $P_н$ и единицу тока возбуждения:

$$u_{в.н} = \frac{P_н}{i_{в.н}} = \frac{mU_н I_н}{i_{в.н}}. \tag{11-3}$$

На основании равенств (11-2) и (11-3) имеем также:

$$u_{в.н} = \frac{\pi}{\sqrt{2}} \frac{p w_в}{w k_{об} k_{ad}} U_н. \tag{11-4}$$

Единица сопротивления цепи возбуждения равна отношению соответствующих единиц напряжения и тока:

$$z_{в.н} = u_{в.н}/i_{в.н} \tag{11-5}$$

или на основании равенств (11-1), (11-2) и (11-4):

$$z_{в.н} = \frac{\pi^2}{2m} \frac{p^2 w_в^2}{w^2 k_{об}^2 k_{ad}^2} z_н. \tag{11-6}$$

Из сравнения равенств (8-42) и (11-6) следует также, что

$$z_{в.н} = \frac{z_н}{k_{н.с}}, \tag{11-7}$$

т. е. номинальные или единичные значения сопротивлений цепей статора и ротора связаны коэффициентом приведения сопротивлений ротора.

Буквенные обозначения различных величин, выраженных в относительных единицах, мы будем подчеркивать чертой.

Диаграммы э. д. с., н. с. и т. д. также можно строить в относительных единицах. Если, например, диаграмма э. д. с. явнополюсного генератора (см. рис. 9-4) строится в относительных единицах, то

$$\underline{U}_н = 1; \quad \underline{E} = \frac{E}{U_н}; \quad \underline{E}_δ = \frac{E_δ}{U_н}.$$

$$\underline{E}_{aq} = \frac{E_{aq}}{U_н}; \quad \underline{E}_{ad} = \frac{E_{ad}}{U_н}.$$

Аналогично

$$\underline{I}_н = 1; \quad \underline{I}_q = \frac{I_q}{I_н}; \quad \underline{I}_d = \frac{I_d}{I_н}.$$

Для всех индуктивных сопротивлений

$$\underline{x} = \frac{x I_н}{U_н} = \frac{x}{z_н}.$$

Например,

$$\underline{x}_d = \frac{x_d}{z_н}; \quad \underline{x}_q = \frac{x_q}{z_н}.$$

Соответственно активное сопротивление

$$\underline{r_a} = \frac{r_a I_н}{U_н} = \frac{r_a}{z_н}.$$

Индуктивное сопротивление продольной реакции якоря x_{ad} в относительных единицах

$$\underline{x_{ad}} = \frac{x_{ad}}{z_н} = x_{ad}\frac{I_н}{E_0}.$$

Подставляя в эту формулу значение x_{ad} из уравнения (8-28), величину тока из уравнения (8-8) и величину э. д. с. E_0 из уравнения (2-37), получаем следующее выражение для относительного индуктивного сопротивления продольной реакции якоря:

$$\underline{x_{ad}} = \mu_0\left(\frac{D}{p\delta'}\right)\left(\frac{F_a l}{\Phi_1}\right)k_d. \qquad (11\text{-}8а)$$

Учитывая, что линейная нагрузка на 1 *см* окружности якоря

$$A = \frac{2mwI}{\pi D}$$

и магнитный поток основной гармонической

$$\Phi_1 = B_{\delta 1}\frac{Dl}{p},$$

можем получить следующее выражение для относительного сопротивления:

$$\underline{x_{ad}} = \mu_0\left(\frac{D}{p\delta'}\right)\left(\frac{Ak_{об1}}{\sqrt{2}B_{\delta 1}}\right)k_d. \qquad (11\text{-}8б)$$

Таким образом, по формулам (11-8а) и (11-8б) можно произвести замену

$$\frac{F_a l}{\Phi_1} = \frac{Ak_{об1}}{\sqrt{2}B_{\delta 1}}.$$

Поскольку $\frac{D}{p} = \frac{2}{\pi}\tau$ и $\delta' = k_\delta\delta$, то можно выражение (11-8б) для относительного индуктивного сопротивления написать иначе:

$$\underline{x_{ad}} = \frac{\mu_0\sqrt{2}k_d k_{об1}}{\pi k_\delta}\left(\frac{\tau}{\delta}\frac{A}{B_{\delta 1}}\right), \qquad (11\text{-}8в)$$

или, принимая средние значения для $k_d \approx 0{,}87$, $k_{об1} \approx 0{,}91$, $k_\delta \approx 1{,}1$, получаем следующее приближенное обобщенное выражение для относительного индуктивного сопротивления продольной реакции якоря:

$$\underline{x_{ad}} \approx 0{,}4\left(\frac{\tau}{\delta}\frac{A}{B_{\delta 1}}\right). \qquad (11\text{-}8г)$$

Соответственно для индуктивного сопротивления поперечной реакции якоря

$$\underline{x}_{aq} = x_{aq}\frac{I_н}{E_0} = \mu_0\left(\frac{D'}{p\delta'}\right)\left(\frac{F_a l}{\Phi_1}\right)k_q = \mu_0\left(\frac{D}{p\delta'}\right)\left(\frac{A k_{об1}}{\sqrt{2}B_{\delta 1}}\right)k_q. \qquad (11\text{-}9а)$$

Если принять, что в среднем $k_q/k_d \approx 0{,}6$, получаем приближенное обобщенное выражение для поперечной реакции якоря:

$$\underline{x}_{aq} \approx 0{,}24\left(\frac{\tau}{\delta}\frac{A}{B_{\delta 1}}\right). \qquad (11\text{-}9б)$$

Для статорной обмотки относительное индуктивное сопротивление

$$\underline{x}_{\sigma a} = x_{\sigma a}\frac{I_н}{E_0}.$$

Подставляя в это выражение значение индуктивного сопротивления $x_{\sigma a}$ из формулы (5-14) и значение э. д. с. E_0 из формулы (2-37) и учитывая, что по формуле (8-8) значение тока

$$I_н = \frac{\pi p}{m\sqrt{2}wk_{об1}}F_a,$$

получаем для относительного индуктивного сопротивления:

$$\underline{x}_{\sigma a} = \frac{2\pi\mu_0}{k_{об1}^2}\left(\frac{F_a l}{\Phi_1}\right)\frac{\lambda_с}{mq} = \frac{2\pi\mu_н}{k_{об1}}\left(\frac{A}{B_{\delta 1}}\frac{1}{\sqrt{2}}\right)\frac{\lambda_с}{mq}, \qquad (11\text{-}10)$$

где

$$\lambda_с = \lambda_п + q\lambda_л\frac{l_л}{l} + \lambda_д.$$

Для относительного индуктивного сопротивления обмотки возбуждения после приведения ее к статорной обмотке получаем соответствующим образом в статорных относительных единицах следующее выражение:

$$\underline{x}_{в.с} = \left(\frac{4}{\pi}\right)^2\left(\frac{F_a l}{\Phi_1}\right)k_{ad}^2 2\lambda_{в.с} + \underline{x}_д \qquad (11\text{-}11а)$$

или

$$x_{в.с} = \left(\frac{4}{\pi}\right)^2\left(\frac{A k_{об1}}{\sqrt{2}B_{\delta 1}}\right)k_{ad}^2 2\lambda_{в.с} + \underline{x}_д, \qquad (11\text{-}11б)$$

где

$$\underline{x}_д = \left(\frac{4}{\pi}k_{ad}k_ф - 1\right)\underline{x}_{ad}.$$

Проводимость рассеяния на 1 *см* длины машины определяется следующим образом [см формулу (5.28)]:

$$\lambda_{в.с} = 2\left(\frac{h_{m1}}{3c_{m1}} + \frac{h_{m2}}{c_{m2}} + \frac{h_l}{c_l} + \frac{(l_q - l) + 0{,}5h_m + 0{,}125b_m}{2l_p}\right).$$

Для короткозамкнутой вторичной системы типа беличьей клетки на роторе синхронной машины

$$\underline{x}_{dc} = 8\mu_0\left(\frac{F_d l}{\Phi_1}\right)\frac{\lambda_d}{n_{ст}} = 8\mu_0\left(\frac{Ak_{об1}}{B_{\delta 1}\sqrt{2}}\right)\frac{\lambda_d}{n_{ст}} = 4\sqrt{2}\mu_0\left(\frac{A}{B_{\delta 1}}\right)k_{об1}\frac{\lambda_d}{n_{ст}}, \quad (11\text{-}12)$$

где λ_d — проводимость рассеяния, которая определяется так же, как и для асинхронного двигателя с беличьей клеткой, а n_c — число демпферных стержней на одно полюсное деление.

11-2. Характеристика холостого хода

Характеристика холостого хода, дающая зависимость $E_0 = f(i_в)$, снимается в восходящей и нисходящей ветвях. Площадь, ограниченная этими кривыми, определяется величиной гистерезиса магнитной цепи ротора. При пользовании характеристикой холостого хода для построения диаграмм напряжения и других характеристик рекомендуется брать нисходящую ветвь с нулем, помещенным в точке пересечения кривой с осью абсцисс (рис. 11-1, сплошная кривая).

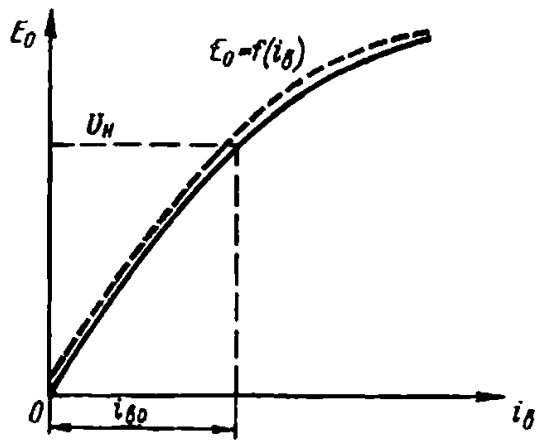


Рис. 11-1. Характеристика холостого хода синхронного генератора

Характеристика холостого хода, а также и другие характеристики синхронного генератора могут быть построены в относительных единицах, чем достигается лучшая оценка свойств машины.

Однако при построении характеристики холостого хода за единицу обычно принимается не ток возбуждения $i_{в.ц}$, как это было определено в предыдущем параграфе, а ток возбуждения $i_{в0}$, соответствующий по характеристике холостого хода номинальному напряжению (рис. 11-1). Величину тока возбуждения по отношению к току $i_{в0}$ будем обозначать через $\underline{i}_{в0}$:

$$\underline{i}_{в0} = i_в / i_{в0}.$$

Выбор для характеристик холостого хода такой единицы тока возбуждения имеет то преимущество, что при этом характеристики холостого хода различных генераторов, построенных в подобных относительных единицах, пересекаются в общей точке:

$$\underline{E}_0 = E_0/U_н = 1; \quad \underline{i}_{в0} = 1.$$

При этом можно легко сравнивать степени насыщения отдельных машин.

При расчетах электрических систем со значительным числом синхронных генераторов исходят из нормальной характеристики

холостого хода, полученной как средняя на основании большого количества испытанных машин. Эта нормальная характеристика холостого хода выражается в следующем виде:

$\underline{i}_{в0}$ . . .	0,5	1,0	1,5	2,0	2,5	3,0	3,5
$\underline{U} = \underline{E}_0$ . . .	0,58	1,0	1,21	1,33	1,40	1,46	1,51

и изображена также на рис. 11-2 штриховой линией *3*.

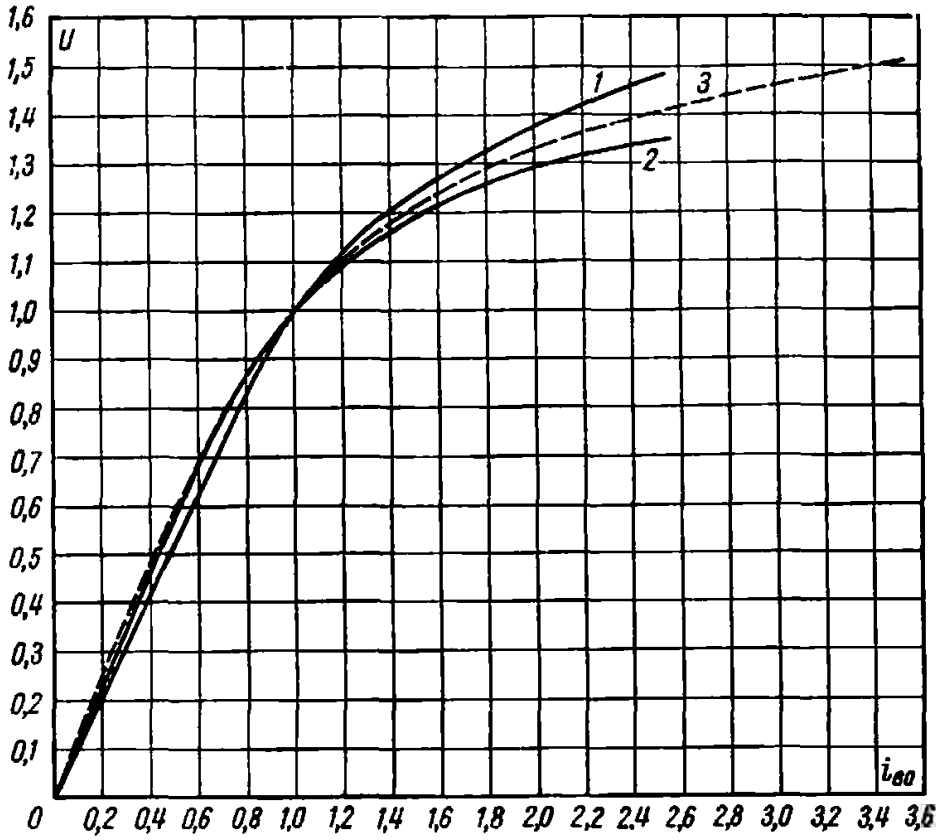


Рис. 11-2. Характеристики холостого хода (х. х. х.) в относительных единицах

1 — х. х. х. турбогенератора 50000 *квт*, $2p=4$; *2* — х. х. х. гидрогенератора 57200 *квт*, $2p=96$; *3* — нормальная х. х. х.

При снятии характеристики холостого хода какой-либо определенной синхронной машины сопоставляют ее с нормальной характеристикой. Например, на рис. 11-2 даны характеристики холостого хода для турбогенератора 50 000 *квт* и гидрогенератора 57 200 *квт*, сопоставленные с нормальной характеристикой.

Как видно из этого рисунка, характеристики реальных генераторов, как это и бывает для подавляющего большинства машин нормальной конструкции, достаточно близко совпадают с нормальной.

11-3. Характеристики короткого замыкания

Характеристика трехфазного короткого замыкания (рис. 11-3) дает зависимость:

$$I_{кз}=f(i_в) \text{ при } f=\text{const и } U=0.$$

Характеристика короткого замыкания совместно с характеристикой холостого хода позволяет определить реактивный треугольник (см. рис. 9-17). Так как результирующий поток машины Φ_δ при коротком замыкании создает лишь небольшую э. д. с. E_δ, покрывающую падения напряжения $r_a\dot{I}+jx_{\sigma a}\dot{I}$ (см. рис. 9-7), то магнитная система машины оказывается ненасыщенной, и поэтому характеристика короткого замыкания носит прямолинейный характер и имеет изгиб только при величинах тока, значительно превышающих номинальный ток $I_н$.

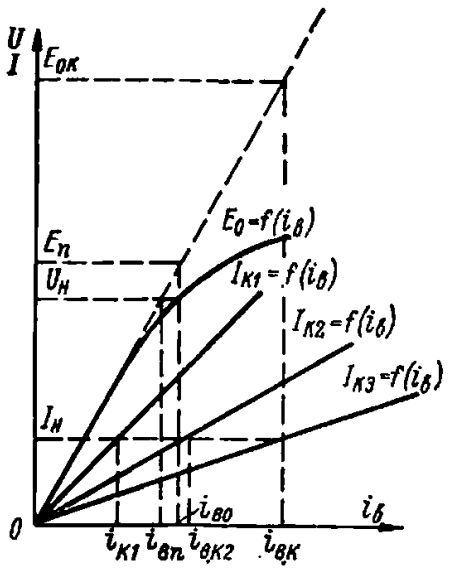


Рис. 11-3. Характеристика короткого замыкания синхронного генератора

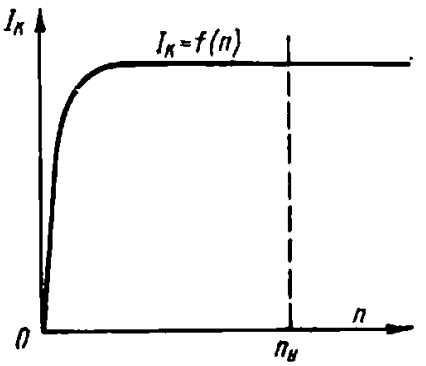


Рис. 11-4. Зависимость тока короткого замыкания синхронного генератора от скорости вращения

Получающиеся при двухфазном и однофазном коротком замыкании зависимости

$$I_{к2}=f(i_п); \quad I_{к1}=f(i_п)$$

носят также прямолинейный характер, но вследствие уменьшения величины реакции якоря характеристика $I_{к2}=f(i_п)$ проходит выше характеристики $I_{кз}=f(i_в)$, а характеристика $I_{к1}=f(i_в)$ проходит выше характеристики $I_{к2}=f(i_п)$ (рис. 11-3).

Если снимать характеристики короткого замыкания при переменной скорости вращения, то ток короткого замыкания практически не будет зависеть от скорости вращения, так как индуктивные сопротивления и э. д. с., индуктированная обмоткой возбуждения, изменяются пропорционально частоте и, следовательно, пропорционально скорости вращения, а поэтому

$$I_к=\frac{E_0}{\sqrt{r_a^2+x_d^2}}\approx\frac{E_0}{x_d}=\text{const}.$$

Только при очень малых частотах, когда становится заметным влияние активного сопротивления r_a на величину z_d, характеристика $I_к=f(n)$ дает при $i_в=\text{const}$ перегиб, спускаясь при $n=0$ к значению $I_к=0$ (рис. 11-4).

11-4. Отношение короткого замыкания (о. к. з.)

Большое значение для оценки свойств синхронной машины имеет отношение тока возбуждения $i_в=i_{в0}$, соответствующего номинальному напряжению $E_0=U_н$ по характеристике холостого хода, к току возбуждения $i_{в.к}$, соответствующему номинальному току $I_{кз}=I_н$ по характеристике трехфазного короткого замыкания (рис. 11-3). Указанное отношение $i_{в0}/i_{в.к}$ носит название отношения короткого замыкания (сокращенно о. к. з.) и характеризует главным образом влияние реакции якоря на обмотку возбуждения синхронной машины.

Обозначим э. д. с., получаемую при токе возбуждения $i_в=i_{в0}$ по продолжению прямолинейной части характеристики холостого хода, через $E_п$. Тогда (рис. 11-3)

$$\boxed{\text{о. к. з.} = \frac{i_{в0}}{i_{в.к}} = \frac{E_п}{E_{0к}}.}$$

Но $E_{0к}=I_н x_d=I_п(x_{σa}+x_{ad})$, поэтому

$$\frac{E_{0к}}{U_п} = \frac{x_d I_н}{U_н} = \frac{x_d}{z_н} = \underline{x_d}.$$

Отсюда

$$\text{о. к. з.} = \frac{i_{в0}}{i_{в.к}} = \frac{E_п}{E_{0к}}\frac{U_н}{U_н} = \frac{E_п}{U_н}\frac{1}{\underline{x_d}} = \frac{i_{н0}}{i_{в.н}}\frac{1}{\underline{x_d}}. \qquad (11\text{-}13)$$

При ненасыщенной магнитной системе синхронной машины

$$i_{в.н}/i_{в0}=1,$$

и в этом случае

$$\text{о. к. з.} = \frac{1}{\underline{x_d}}.$$

Таким образом, для ненасыщенной машины о. к. з. равно обратной величине относительного значения синхронного сопротивления по продольной оси $\underline{x_d}$. При насыщенной магнитной цепи при определении о. к. з. эту величину нужно помножить на отношение величин намагничивающего тока $i_{в0}/i_{в.н}$, получаемых из характеристики холостого хода для номинального напряжения по насыщенной и прямолинейной ее части.

Для синхронных неявнополюсных машин типа турбогенераторов о. к. з.$=0{,}4\div0{,}7$. Для синхронных явнополюсных машин типа гидрогенераторов о. к. з.$=1{,}0\div1{,}4$.

Синхронные машины с малой величиной о. к. з. дают большее изменение напряжения при колебаниях нагрузки, являются менее устойчивыми при параллельной работе и имеют меньшую величину зарядного тока при работе на емкость разомкнутой линии передачи, но зато являются относительно более дешевыми.

Использование активных материалов в машине с малым значением о. к. з. выше, чем в машине с большим о. к. з. Увеличение размера воздушного зазора приводит к увеличению о. к. з. и к снижению синхронного сопротивления, что улучшает параллельную работу генератора с другими станциями (особенно при наличии длинной линии передачи) и делает работу генератора более устойчивой при колебании нагрузки. Но увеличение воздушного зазора генератора приводит одновременно к увеличению его массы и к уменьшению использования. Это объясняется тем, что изменение зазора меняет магнитное сопротивление машины, что приводит к почти пропорциональному изменению тока возбуждения. Ток же возбуждения короткого замыкания меняется мало, так как н. с. возбуждения, преодолевающая магнитное сопротивление зазора, составляет относительно небольшую часть от общей н. с. обмотки возбуждения при режиме короткого замыкания, компенсирующей значительной своей частью н. с. реакции якоря.

Пример. Определить отношение короткого замыкания (о. к. з.) для явнополюсного гидрогенератора $S=71\,500$ *ква*$\cdot a$, данные которого приведены выше в примере гл. 9. Характеристика холостого хода $E_0=f(i_в)$ и характеристика короткого замыкания дают возможность найти о. к. з. для данного гидрогенератора согласно § 11-4.

Продолжив прямолинейную часть х. х. х. (рис. 11-2), найдем ток возбуждения в относительных единицах $\underline{i}_{в0}=0{,}83$, соответствующий номинальному напряжению при ненасыщенной машине. По характеристике короткого замыкания в относительных единицах

$$\underline{i}_{в.\,к}=0{,}61.$$

Следовательно,

$$\text{о. к. з.}=\frac{0{,}83}{0{,}61}=1{,}36.$$

Приближенно

$$\text{о. к. з.}\approx\frac{1}{\underline{x}_d}=\frac{1}{0{,}695}=1{,}44.$$

11-5. Нагрузочные характеристики

Нагрузочные характеристики дают зависимость:

$$\boxed{U=f(i_в)\ \text{при}\ I=\text{const},\ f=\text{const}\ \text{и}\ \cos\varphi=\text{const}.}$$

Наибольшее практическое значение имеет нагрузочная характеристика при $\cos\varphi\approx 0$ и $\varphi\approx\pi/2>0$ (рис. 11-5), так как она дает возможность определить индуктивное сопротивление x_p для построения диаграммы Потье.

Нагрузочные характеристики при $\cos\varphi=0{,}8$ ($\varphi>0$) и $\cos\varphi=1$ проходят выше характеристики $\cos\varphi=0$ и не являются параллельными по отношению к характеристике холостого хода $E_0=f(i_в)$. Характеристики при $\cos\varphi=0{,}8$ и $\cos\varphi=0$, но при опережающем токе ($\varphi<0$) проходят выше характеристики холостого хода. При этом характеристика при $\cos\varphi=0$ может быть получена также перемещением реактивного треугольника по характеристике холостого хода, но при перевернутом положении треугольника, так как

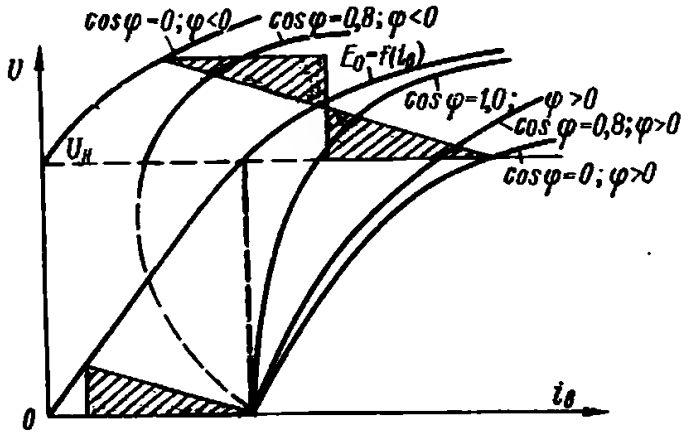


Рис. 11-5. Нагрузочные характеристики синхронного генератора

в этом случае падение напряжения в индуктивном сопротивлении $+j\dot{I}x_p$ вызывает повышение напряжения, а реакция якоря производит намагничивающее действие (рис. 11-5).

11-6. Внешние характеристики

Внешние характеристики дают зависимость:

$$U=f(I) \text{ при } i_в=\text{const},\ f=\text{const} \text{ и } \cos\varphi=\text{const}.$$

При индуктивной нагрузке $0<\varphi<\pi/2$ реакция якоря и падение напряжения $r_a\dot{I}+jx_{a\sigma}\dot{I}$ вызывают уменьшение напряжения, поэтому внешняя характеристика имеет резко падающий характер (рис. 11-6), причем с уменьшением величины $\cos\varphi$ возрастает величина падения напряжения. При опережающем $\cos\varphi$, что соответствует $0>\varphi>\pi/2$, указанные факторы действуют в сторону повышения напряжения, поэтому с уменьшением $\cos\varphi$ увеличивается возрастание напряжения. При $U=0$ (короткое замыкание) все характеристики пересекаются в одной точке, соответствующей значению тока трехфазного короткого замыкания.

В неявнополюсных синхронных машинах типа турбогенераторов относительная величина реакции якоря обычно больше, чем в явнополюсных (например, гидрогенераторах), поэтому относительное

падение напряжения при индуктивной нагрузке и повышение напряжения при емкостной нагрузке получаются в первом случае больше.

11-7. Регулировочные характеристики

Регулировочные характеристики дают зависимость:

$$i_в = f(I) \text{ при } U = \text{const},\ f = \text{const} \text{ и } \cos\varphi = \text{const}.$$

Для поддержания напряжения $U = \text{const}$ при возрастании индуктивной нагрузки потребуется увеличение тока возбуждения,

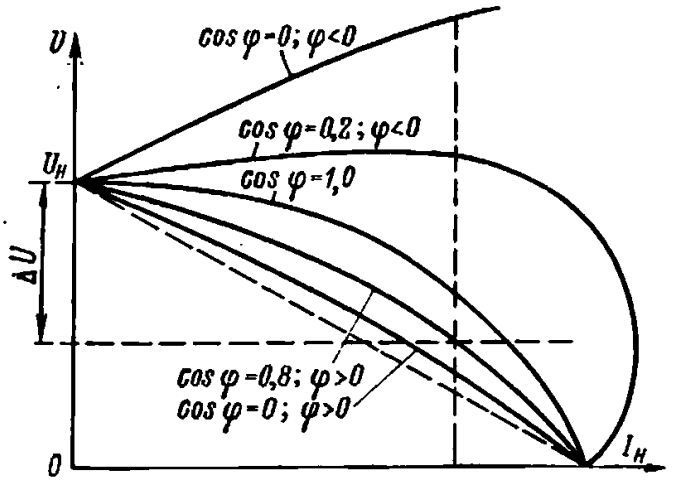


Рис. 11-6. Внешние характеристики синхронного генератора

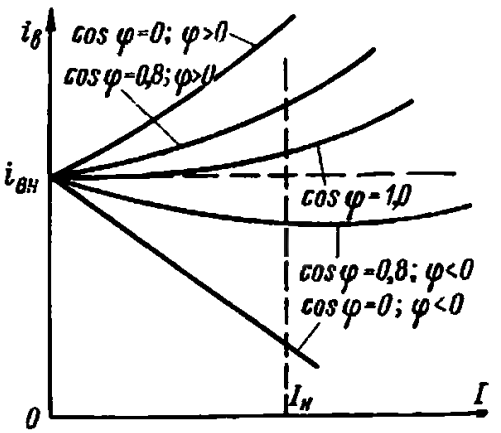


Рис. 11-7. Регулировочные характеристики синхронного генератора

а при емкостной нагрузке — уменьшение тока возбуждения, как это следует из рассмотрения внешних характеристик. При уменьшении $\cos\varphi$ требуется соответственно большее изменение тока возбуждения, поэтому регулировочные характеристики для различных значений $\cos\varphi = \text{const}$ носят характер, представленный на рис. 11-7.

11-8. Потери и коэффициент полезного действия синхронного генератора

Все потери, возникающие в синхронной машине, можно разделить на две группы: а) основные и б) добавочные. К основным относятся потери, которые возникают в результате проявления основных электромагнитных и механических процессов работы машины. Такими потерями являются: основные потери в меди статорной обмотки и в меди обмотки возбуждения, потери в активной стали статора, потери на трение в подшипниках и щетках контактных колец и вентиляционные потери.

К добавочным относятся потери, которые возникают в результате проявления вторичных процессов электромагнитного характера. Некоторые из них имеют место при холостом ходе машины,

другие возникают при нагрузке. Соответственно этому различают: а) добавочные потери холостого хода и б) добавочные потери короткого замыкания. Причинами возникновения дабовочных потерь являются: а) потоки рассеяния статора, б) высшие гармонические н. с. статора и ротора и в) потери, обусловливаемые зубчатостью статора и ротора.

Основной причиной возникновения добавочных потерь являются потоки рассеяния статора. Они создают добавочные потери: а) в пазовой и лобовой частях обмотки статора и б) во всех металлических частях, куда проникает поток рассеяния,— щитах, нажимных плитах, бандажах и т. д.

Высшие гармонические н. с. создают добавочные потери на поверхности статора и ротора, перемещаясь относительно них с разными скоростями. Так как эти потери не проникают сколько-нибудь глубоко в металлические части из-за экранирующего действия вихревых токов, то их называют поверхностными.

Зубцовые гармонические магнитного поля вызывают частью поверхностные потери на поверхности статора и ротора вследствие поперечных колебаний потока, а частью — пульсационные потери вследствие продольных колебаний потока в зубце. Пульсационные потери по сравнению с поверхностными обычно невелики.

Средствами, с помощью которых удается уменьшить добавочные потери, являются: а) деление проводников обмотки статора по высоте паза на ряд элементарных проводников и транспозиция их в активной и иногда в лобовой части обмотки; б) выполнение обмотки с соответственным укорочением шага и конусным расположением лобовых частей; в) выполнение нажимных плит, бандажей и т. д. из немагнитной стали; г) рифление ротора в турбогенераторах.

Коэффициент полезного действия синхронного генератора вычисляется по формуле

$$\eta = 1 - \frac{\Sigma p}{P + \Sigma p},$$

где P — полезная мощность и Σp — сумма всех потерь.

По данным завода «Электросила» к. п. д. турбогенераторов с воздушным охлаждением, работающих при полной нагрузке и $\cos\varphi = 0{,}8$, составляет 92—95% в турбогенераторах мощностью 0,5—3 *Мвт* и 95—98,8% в турбогенераторах мощностью 3,5—300 *Мвт*. При водородном охлаждении к. п. д. турбогенератора повышается при полной нагрузке примерно на 0,8%. Гидрогенераторы имеют практически такой же к. п. д., как и турбогенераторы.

Ниже приводятся величины отдельных видов потерь и значения к. п. д. для гидрогенератора 20 *Мв·а*, 187 *об/мин*, $\cos\varphi = 0{,}8$ (табл. 11-1) и турбогенератора 25 *Мвт*, 3000 *об/мин* (табл. 11-2) при номинальной нагрузке.

Таблица 11-1

Вид потерь и к. п. д.	Потери *квт*
Механические потери	125,7
Потери в стали (включая добавочные)	141,2
в меди:	
а) статора	102
б) ротора	101
Добавочные потери при коротком замыкании	58,1
Сумма потерь	528,0
К. п. д. в % при полной нагрузке и $\cos\varphi = 0{,}8$	96,8

Таблица 11-2

Вид потерь и к. п. д.	Потери в турбогенераторах старой серии. *квт*	Потери в турбогенераторах новой серии. *квт*
Потери на трение ротора о воздух	150	102
» вентиляционные	200	100
» в подшипниках	90	70
» » стали	123	85
» » меди статора	47	60
» » » ротора	72	90
Добавочные потери короткого замыкания	74	74
» » холостого хода	36	34
Сумма потерь	792	615
К. п. д. в % при полной нагрузке	96,9	97,6

Глава двенадцатая

ПАРАЛЛЕЛЬНАЯ РАБОТА СИНХРОННЫХ МАШИН

12-1. Общие замечания

На современных станциях устанавливается несколько генераторов, включаемых параллельно. Объясняется это, с одной стороны, тем, что график нагрузки станции сильно колеблется как в течение суток, так и для различных времен года, вследствие чего один генератор работал бы на максимальную мощность установки продолжительное время при малой нагрузке и, следовательно, при пониженном к. п. д. генератора и его первичного двигателя. С другой стороны, современные электростанции часто имеют столь большую мощность, что изготовление генератора такой мощности может быть затруднительным не только с точки зрения эксплуатации, но и производства.

С целью повышения надежности снабжения электроэнергией крупных промышленных центров последние питаются от нескольких станций, работающих на общую сеть. Это имеет ряд преимуществ: а) уменьшается устанавливаемый на станциях резерв на случай аварий или ремонта; б) появляется возможность рациональнее распределять нагрузку между станциями с целью повышения экономических показателей всей энергосистемы; в) достигается максимальное использование гидравлической энергии в случае параллельной работы гидравлических и паровых станций и т. д. Тем самым число параллельно работающих генераторов еще более увеличивается. Однако надежная параллельная работа генераторов требует выполнения ряда условий.

При параллельной работе синхронных генераторов на одну общую сеть все они должны иметь строго одну и ту же частоту, т. е. вращаться синхронно. Так как механические двигатели, вращающие синхронные генераторы, не обладают способностью поддерживать точно одну и ту же скорость вращения, то синхронная работа ряда генераторов была бы невозможна, если бы они не удерживались в этих условиях автоматически с помощью появляющегося при параллельной работе так называемого синхронизирующего момента вращения. При параллельной работе синхронных генераторов возможны их колебания или качания, соответствующие угловому перемещению ротора в некоторых пределах полюсного деления. Одним из существенных вопросов параллельной работы является также операция подключения нового генератора к шинам станции, на которые уже включены ранее генераторы, питающие сеть.

12-2. Параллельное включение синхронных генераторов

При параллельном включении генератора должны быть прежде всего соблюдены те же самые условия, которые требуются при подключении к работающей системе нового генератора постоянного тока, а именно, чтобы в момент включения:

1) *электродвижущая сила приключаемого генератора была равна напряжению сети и*

2) *полярность приключаемого генератора соответствовала полярности сети.*

Так как при переменном токе полярность изменяется с частотой сети, то необходимо подобрать соответствующую полярность в то мгновение, когда происходит приключение генератора.

При переменном токе появляется, кроме того, третье требование, а именно:

3) *практически частоты соединяемых систем должны быть равны.*

Для выполнения указанных условий требуется применение специальных синхронизирующих устройств, простейшими из которых являются фазные лампы. При одиофазных генераторах лампы могут быть соединены по двум способам (рис. 12-1): на потухание

(генератор *II*) и на горение (генератор *III*). На рис. 12-1 представлен момент, когда роторы всех трех генераторов находятся в идентичных условиях по отношению к статорной обмотке, поэтому этот момент соответствует возможности приключения обоих генераторов (*II* и *III*) к шинам сети, к которым уже приключен ненагруженный генератор *I*, так как мгновенное значение полярности соединяемых машин будет одно и то же. Для генератора *II* в контуре, состоящем из обмотки генератора *I*, фазных ламп и обмоток генератора *II*, напряжение генератора *I* и э. д. с. генератора *II* будут действовать встречно, напряжение на фазных лампах будет равно нулю, и поэтому они потухнут, а для генератора *III*,

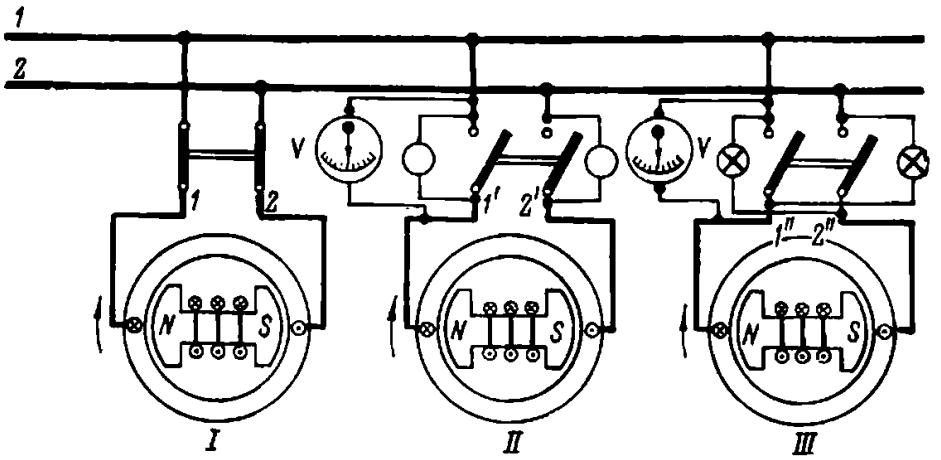


Рис. 12-1. Параллельное включение однофазных синхронных генераторов

наоборот, лампы вследствие перекрестного их включения будут находиться под напряжением, равным сумме напряжения генератора *I* и э. д. с. генератора *III*, и, следовательно, будут гореть наиболее ярко.

Изображенный на рис. 12-1 подходящий момент для параллельного присоединения подбирается следующим образом. Подключаемым генераторам задают частоту $f_2 = f_1 \pm \Delta f_1$. В этом случае напряжение сети выразится синусоидальной кривой e_1, имеющей частоту f_1, напряжение приключаемого генератора — синусоидальной кривой e_{II}, имеющей частоту f_2 (рис. 12-2, *а*), а напряжение на фазных лампах генератора *II* — кривой e_{I-II}, имеющей характер кривой биения (рис. 12-2, *б*). В момент яркого загорания ламп генератора *II* будет получаться наибольшее расхождение по фазе э. д. с. e_I и e_{II}, а в момент потухания ламп будет иметь место совпадение по фазе этих э. д. с. При включении ламп на горение (для генератора *III*) величине наибольшего напряжения биения e_{I-III} будет соответствовать совпадение по фазе э. д. с. e_I и e_{III}, что будет также говорить о наступлении благоприятного момента для приключения генератора *III* к шинам сети (рис. 12-2, *в*).

Фазные лампы не могут дать совершенно точного указания на наступление нужного момента включения, так как лампы начинают

загораться только при одной трети нормального напряжения, поэтому при соединении ламп на потухание приходится включать машину в период наступления темного периода, приблизительно в его середине. При включении ламп на горение период включения также определяется недостаточно точно, так как на участке кривой, близком к благоприятному для включения, изменение э. д. с. биения e_{I-III} происходит по весьма пологой кривой. Лучшие результаты дает параллельное приключение к соединяемым точкам, кроме фазных ламп, нулевого вольтметра с нулевой точкой посредине шкалы (рис. 12-1), так как прохождение стрелки через нуль значи-

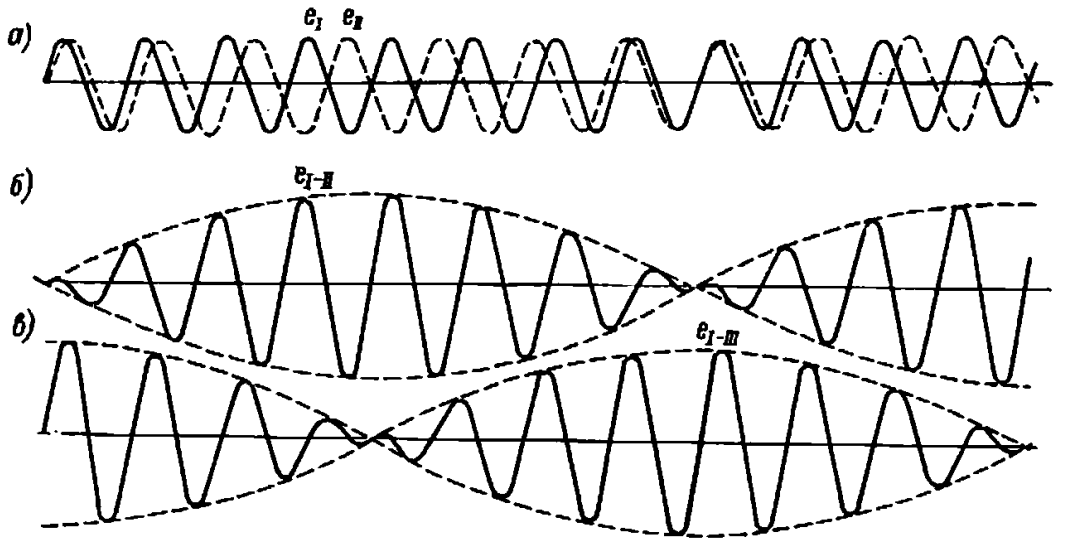


Рис. 12-2. Изменение напряжения на лампах при синхронизации

тельно точнее определяет благоприятный момент включения, чем фазные лампы.

Синхронизация трехфазных машин принципиально производится по тому же методу, что и однофазных, с той разницей, что здесь потребуются три фазные лампы.

К сформулированным выше трем условиям правильной синхронизации для трехфазной машины необходимо добавить еще одно условие, заключающееся в том, что

4) *порядок следования фаз в соединяемых точках должен быть одинаковым.*

На рис. 12-3, *а* представлен благоприятный момент для приключения трехфазных генераторов *II* и *III* к шинам сети, к которым уже приключен трехфазный генератор *I*. Фазные лампы генератора *II* включены на потухание, и, кроме того, к соединяемым точкам *1—1'* первой фазы присоединен нулевой вольтметр. На рис. 12-3, *б* представлены диаграммы напряжения генераторов *I* и *II* по отношению к контуру, включающему обмотки этих генераторов и фазные лампы. Сумма векторов, к концам которых условно присоединены лампы, дает напряжение на зажимах соответствующей лампы. Из рис. 12-3, *б* видно, что результирующее

напряжение на каждой лампе будет равно нулю, и поэтому они должны потухнуть, что указывает на благоприятный момент включения генератора *II*.

Лампы первой фазы генератора *III* включена между точками *1—1″* на потухание, а лампы второй и третьей фаз включены крест-накрест между точками *2—3″* и *3—2″*; поэтому, как это видно из диаграммы рис. 12-3, *в*, для генератора *III* к этим лампам будет приложено линейное напряжение, и они будут гореть доста-

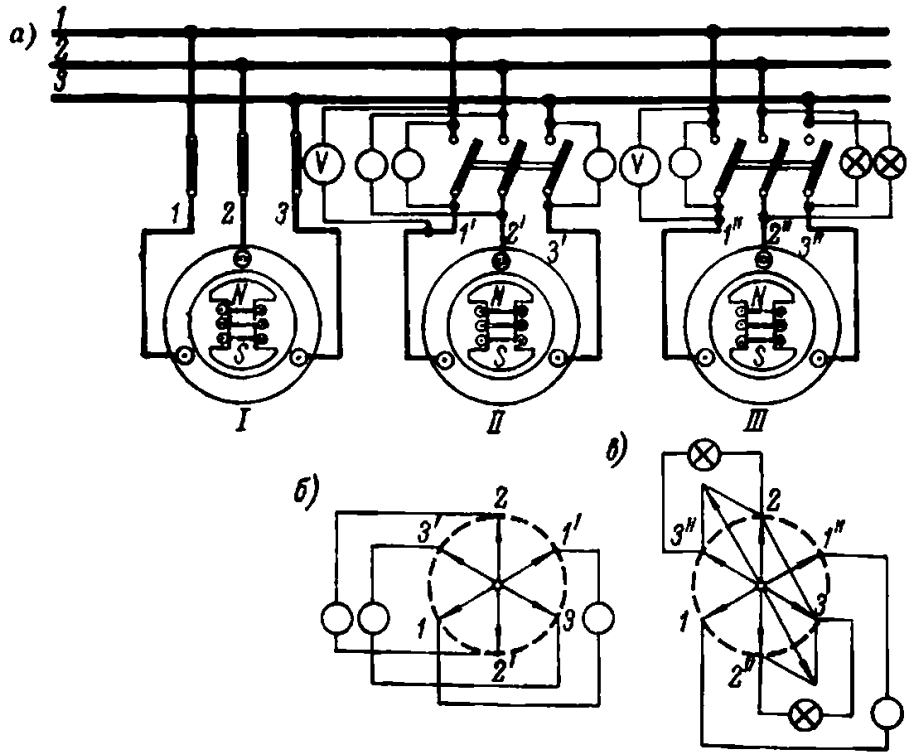


Рис. 12-3. Параллельное включение трехфазных синхронных генераторов

точно ярко, что указывает на благоприятный момент включения генератора *III*.

При включении ламп на потухание они все будут одновременно загораться и одновременно затухать, и в этом случае никакой принципиальной разницы с приключением однофазного генератора *II* (рис. 12-1) не будет.

При схеме синхронизации генератора *III* (рис. 12-3, *а*) одна лампа включена на первую фазу и две другие — перекрестно. Это соединение при некоторой разности частот, как это следует из рис. 12-3, *в*, дает поочередное загорание и потухание ламп, что создаст, если их расположить по кругу, впечатление вращения огня. Частота загорания ламп и, следовательно, кажущаяся скорость вращения огня будут соответствовать разности частот сети и приключаемого генератора. В том случае, если приключаемый генератор вращается со скоростью, меньшей, чем синхронная, вращение света получается в одну сторону, при скорости выше син-

хронной вращение света получается в обратную сторону. Следовательно, по направлению вращения кругового света можно знать, нужно ли увеличить или уменьшить скорость вращения приключаемого генератора для приближения его к синхронизму, на что не может указать включение ламп на потухание.

Более точно правильный момент включения определяется лампой первой фазы, включенной на потухание, и нулевым вольтметром, приключенным параллельно этой лампе.

Если при схеме на потухание (рис. 12-3, *а*, *II*) имеет место вращение света, то очевидно, что в действительности получена схема рис. 12-3, *а*, *III* в результате приключения к одному и тому же рубильнику несоответствующих фаз сети и машины. В этом случае необходимо поменять местами любые два из проводников, идущих от сети или генератора к рубильнику, или же изменить направление вращения машины. Приступать к синхронизации можно, лишь убедившись, что порядок следования фаз сети и машины одинаков.

Синхронизационные лампы синхронных генераторов, имеющих более высокое напряжение, чем то, какое допускают лампы, приходится включать через трансформаторы напряжения. При трехфазных генераторах необходимо быть уверенным, что трансформаторы принадлежат к одной и той же группе, так как если случайно трансформатор одного генератора будет соответствовать группе Y/Y — 12, а другого Y/Y — 6, то потухание ламп, присоединенных к соединяемым точкам, будет соответствовать не совпадению напряжений, а их расхождению по фазам на 180°. В этом случае при включении ламп на потухание произойдет толчок тока, соответствующий внезапному короткому замыканию. Если приключить таким образом генератор к шинам, к которым уже присоединено несколько других генераторов, то при включении может произойти весьма серьезная авария по следующим причинам.

Предположим, что к шинам было присоединено четыре одинаковых генератора и к ним внезапно приключается пятый такой же генератор с ошибочно включенными лампами. В этом случае эквивалентное индуктивное сопротивление четырех параллельно работающих генераторов будет равно 0,25x, а приключаемого — x, где x — индуктивное сопротивление генератора.[1] Ток одного генератора при его внезапном коротком замыкании

$$I_к = E_0/x,$$

а при указанном неправильном включении

$$I'_к = \frac{E_0 + E_0}{x + 0{,}25x} = 1{,}6\,\frac{E_0}{x} = 1{,}6 I_к.$$

Усилия в лобовых частях, рассчитанные на ток $I_к$, возрастут теперь в $1{,}6^2 \approx 2{,}5$ раза, что может привести к повреждению ма-

[1] При отсутствии успокоительной обмотки на роторе индуктивным сопротивлением x является переходное сопротивление x'_d, а при наличии успокоительной обмотки — сверхпереходное сопротивление x''_d.

шины. Но если к шинам был бы присоединен только один генератор, то

$$I''_{к} = \frac{2E_0}{2x} = \frac{E_0}{x} = I_{к},$$

т. е. в этом случае получился бы резкий подъем тока, равный току внезапного короткого замыкания самого генератора, и так как усилия в лобовых частях должны быть рассчитаны на эти условия, то повреждений обмоток не произошло бы.

На современных электрических станциях применяются более совершенные приборы синхронизации. При неавтоматической синхронизации вращение света ламп заменяется вращением стрелки специального синхроноскопа, работающего на разности частот сети и приключаемого генератора. Вращающаяся стрелка позволяет более точно установить момент синхронизма. Совместно с нулевым вольтметром и двойным частотомером, показывающим на двух параллельных шкалах частоту сети и частоту приключаемого генератора, прибор дает полную уверенность в синхронизации.

Существуют также автоматические приборы синхронизации, которые весь процесс синхронизации и включения генератора производят автоматически, без участия оператора.

Пользование автоматическими приборами синхронизации, осуществляющими подключение генератора при весьма точном совпадении фаз напряжения сети и подключаемого генератора, приводит часто к сильной затяжке процесса синхронизации, так как режим работы сети меняется, в особенности при аварийных режимах системы, когда как раз чрезвычайно важно быстрое включение резервных генераторов в сеть.

В последнее время в СССР с целью избежания сложных схем автоматической синхронизации и увеличения быстроты и надежности синхронизации применяется так называемая самосинхронизация генераторов, при которой невозбужденный генератор приводится во вращение со скоростью, равной примерно синхронной, подключается к сети при добавочном активном сопротивлении в цепи обмотки возбуждения и затем подается ток возбуждения. Возбужденный генератор при этом сам втягивается в синхронизм подобно синхронному двигателю при асинхронном пуске. Обмотка возбуждения предварительно замыкается через добавочное сопротивление для уменьшения толчка тока статора, так как поток реакции якоря, возрастая при включении генератора в сеть от нуля до некоторой величины, индуктирует ток в замкнутой цепи возбуждения, вследствие чего процесс аналогичен подключению к сети трансформатора с замкнутой вторичной цепью. В качестве добавочного сопротивления в цепи возбуждения используется сопротивление гашения поля, которое имеет следующее назначение.

При междувитковых и междуфазных замыканиях генератор отключается от сети, причем одновременно необходимо быстро уничтожить магнитное поле возбуждения, чтобы ограничить длительность разрушающего действия тока короткого замыкания в обмотке статора. Однако выключение тока возбуждения каким-либо быстро-

действующим аппаратом недопустимо, так как при быстром исчезновении магнитного потока возбуждения будут индуктироваться большие, опасные для изоляции э. д. с. в обмотке возбуждения генератора. Поэтому обмотку возбуждения шунтируют сопротивлением, равным 5—10-кратному сопротивлению обмотки возбуждения, вслед за чем отключают возбудитель. При этом ток в обмотке будет затухать до нуля с некоторой постоянной времени, и поле возбуждения «гасится». Включение статора генератора при самосинхронизации в сеть при разомкнутой цепи возбуждения недопустимо потому, что при этом в обмотке возбуждения индуктируется большая э. д. с., способная повредить изоляцию.

12-3. Угловые характеристики синхронной машины

Мощность синхронной машины выражается через электрические величины, измеряемые на зажимах статора машины, при помощи общеизвестного соотношения:

$$P = mUI\cos\varphi.$$

При исследовании вопросов, относящихся к параллельной работе машин с сетью, т. е. с другими синхронными машинами, удобнее выражать мощность через величины, характеризующие воздействие внешних по отношению к обмотке статора факторов на режим ее работы. Этими величинами являются: а) напряжение сети U; б) индуктируемая током возбуждения в обмотке статора э. д. с. E_0; в) угол 0 между векторами $\dot{U}$ и $\dot{E}_0$, определяемый угловым положением ротора относительно результирующего вращающегося магнитного потока статора. Эти величины полностью определяют режим работы обмотки статора, вследствие чего и мощность P должна однозначно определяться через параметры машины E_0, U и 0:

$$P = f(E_0,\ U,\ \theta). \qquad (12\text{-}1)$$

При $U=\text{const}$, $f=\text{const}$ (бесконечно мощная сеть) и $E_0=$ $=\text{const}$ (постоянное возбуждение) мощность машины P зависит только от угла 0, и $P=f(\theta)$ при этом называется угловой характеристикой синхронной машины.

В современных энергетических системах активные сопротивления обмоток статора синхронных машин и линий обычно значительно меньше их индуктивных сопротивлений, и их влияние на режимы работы генераторов и сети мало. Найдем поэтому сначала зависимость (12-1), пренебрегая активными сопротивлениями.

Векторная диаграмма напряжений явнополюсного генератора при активном сопротивлении статора $r_a=0$ изображена на рис. 12-4. Проектируя напряжения и э. д. с. на направления осей q и d, получим:

$$\dot{E}_0 = \dot{U}\cos\theta + \dot{I}_d x_d; \qquad (12\text{-}2)$$

$$0 = \dot{U}\sin 0 - \dot{I}_q x_q, \qquad (12\text{-}3)$$

откуда

$$I_d = \frac{\dot{E}_0 - \dot{U}\cos\theta}{x_d}; \tag{12-4}$$

$$I_q = \frac{\dot{U}\sin\theta}{x_q}. \tag{12-5}$$

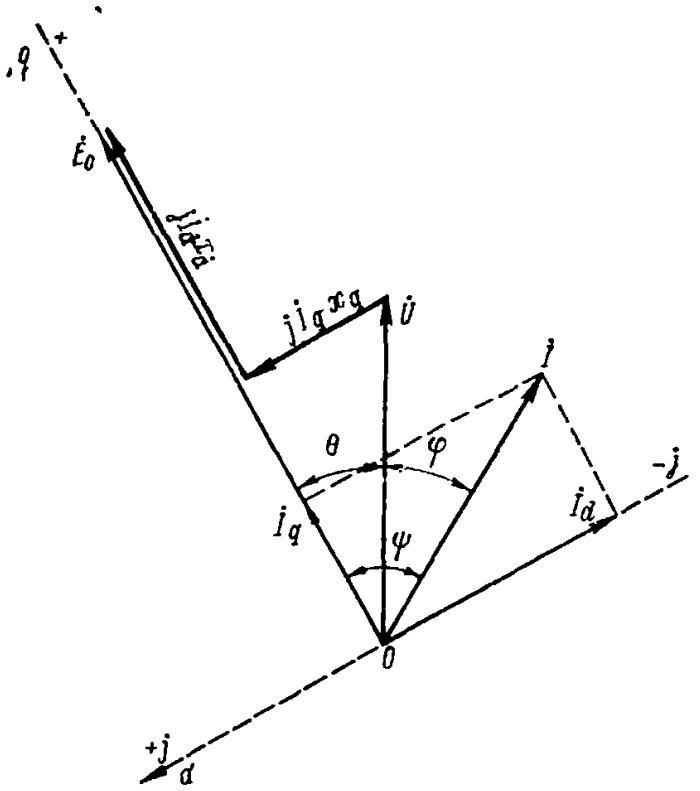


Рис. 12-4. Диаграмма напряжений явнополюсного синхронного генератора

Принимая плоскость диаграммы рис. 12-4 за комплексную плоскость, можно написать:

$$\dot{U} = U\cos\theta - jU\sin\theta; \tag{12-6}$$

$$\dot{I} = \dot{I}_q - j\dot{I}_d. \tag{12-7}$$

Комплекс мощности генератора

$$\dot{P}_\varphi = m\dot{U}\dot{I}, \tag{12-8}$$

где $\dot{U}$ — сопряженный комплекс напряжения $\dot{U}$.

Подставляя в равенство (12-8) значения $\dot{U}$ и $\dot{I}$ по равенствам (12-6) и (12-7), получим:

$$\dot{P}_\varphi = m(U\cos\theta + jU\sin\theta)(\dot{I}_q - j\dot{I}_d) =$$

$$= m(UI_q\cos\theta + UI_d\sin\theta) - jm(UI_d\cos\theta - UI_q\sin\theta). \tag{12-9}$$

Действительная часть P_φ определяет активную мощность машины:

$$P = m(UI_q \cos\theta + UI_d \sin\theta). \tag{12-10}$$

Подставляя в равенство (12-10) значения I_d и I_q, получаем искомую зависимость

$$P = \frac{mE_0U}{x_d}\sin\theta + \frac{mU^2}{x_q}\sin\theta\cos\theta - \frac{mU^2}{x_d}\sin\theta\cos\theta$$

или окончательно

$$\boxed{P = \frac{mE_0U}{x_d}\sin\theta + \frac{mU^2}{2}\left(\frac{1}{x_q} - \frac{1}{x_d}\right)\sin 2\theta.} \tag{12-11}$$

Первый член выражения (12-11)

$$P_e = \frac{mE_0U}{x_d}\sin\theta \tag{12-12}$$

определяет основную составляющую мощности генератора, зависящую как от напряжения сети U, так и от тока возбуждения или э. д. с. E_0, а второй член

$$P_u = \frac{mU^2}{2}\left(\frac{1}{x_q} - \frac{1}{x_d}\right)\sin 2\theta \tag{12-13}$$

определяет дополнительную составляющую реактивной мощности, не зависящую от тока возбуждения машины.

При отсутствии возбуждения ($E_0=0$) явнополюсный генератор ($x_d \neq x_q$) может развивать мощность P_u, так как он способен в этих условиях вращаться синхронно и развивать вращающий момент потому, что поток реакции якоря стремится пройти через ротор по пути с наименьшим магнитным сопротивлением, т. е. по продольной оси. Более подробное рассмотрение этого режима работы см. в § 12-6. В неявнополюсной машине $x_d=x_q$, поэтому $P_u=0$ и

$$P = \frac{mE_0U}{x_d}\sin\theta. \tag{12-14}$$

На рис. 12-5 представлены зависимости обеих составляющих P_e, P_u и результирующей мощности P явнополюсного генератора от угла θ при $E_0=\text{const}$ и $U=\text{const}$. При этом принято, что параметры x_d и x_q постоянны. В отношении x_d это не вполне правильно, так как насыщение магнитной цепи при изменении режима работы машины также будет изменяться, однако мы не будем учитывать этого изменения.

Максимальная мощность неявнополюсного генератора достигается при угле $\theta=\pi/2$. Под влиянием члена P_u максимум мощности явнополюсного генератора несколько сдвигается в сторону значений угла $\theta<\pi/2$ и несколько изменяется также величина максимальной мощности.

При введении в рассмотрение отрицательных значений угла θ и значений $\theta > \pi$ кривая мощности P представляет собой периодическую кривую с положительными и отрицательными участками P. Участки с положительными P ($0 < \theta < \pi$, $2\pi < \theta < 3\pi$ и т. д.) соответствуют генераторным режимам работы, а участки с отрицательными P ($-\pi < 0 < 0$, $\pi < \theta < 2\pi$ и т. д.) соответствуют двигательным режимам. При этом режимы с углами θ, отличающимися на угол 2π и кратными ему, равноценны. В случае вращения ротора с несинхронной скоростью угол θ изменяется беспрерывно (например, при скорости ротора выше синхронной угол 0 беспрерывно растет) и машина переходит поочередно из генераторного режима в двигательный и обратно.

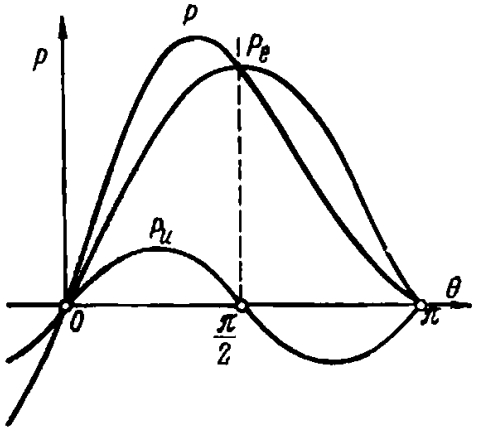


Рис. 12-5. Угловая характеристика мощности явнополюсного синхронного генератора при $r_a = 0$

Мощность, передаваемая электромагнитным путем через магнитное поле воздушного зазора с ротора синхронного генератора на статор, называется электромагнитной мощностью. Часть, обычно небольшая, этой мощности тратится на потери в стали генератора, а остальная часть превращается в электрическую мощность обмотки статора. В дальнейшем под электромагнитной мощностью будем подразумевать только ту ее часть, которая превращается в электрическую мощность обмотки статора, и обозначим эту мощность через $P_{эм}$. Если принять, как это было сделано при выводе формулы (12-11), что активное сопротивление обмотки статора равно нулю и, следовательно, потери в ней отсутствуют, то электромагнитная мощность $P_{эм}$ равна мощности P, отдаваемой генератором в сеть:

$$P_{эм} = \frac{mE_0U}{x_d}\sin\theta + \frac{mU^2}{2}\left(\frac{1}{x_q} - \frac{1}{x_d}\right)\sin 2\theta. \qquad (12\text{-}15)$$

При нагрузке генератора на его ротор действует тормозящим образом электромагнитный момент $M_{эм}$, величина которого определяется электромагнитной мощностью $P_{эм}$ и механической угловой скоростью вращения ротора Ω:

$$M_{эм} = \frac{P_{эм}}{\Omega} = \frac{mE_0U}{\Omega x_d}\sin\theta + \frac{mU^2}{2\Omega}\left(\frac{1}{x_q} - \frac{1}{x_d}\right)\sin 2\theta. \qquad (12\text{-}16)$$

В двигательном режиме момент $M_{эм}$ изменяет свой знак и действует на ротор в сторону его вращения, являясь двигательным.

В явнополюсной синхронной машине момент $M_{эм}$ также имеет две составляющие:

$$M_{эм} = M_{эм\,r} + M_{эм\,u}, \qquad (12\text{-}17)$$

где основной момент

$$M_{эм\,e}=\frac{mE_0U}{\Omega x_d}\sin\theta \qquad (12\text{-}18)$$

обусловливается как величиной э. д. с. возбуждения E_0, так и напряжением U, а добавочный, параметрический, момент

$$M_{эм\,u}=\frac{mU^2}{2\Omega}\left(\frac{1}{x_q}-\frac{1}{x_d}\right)\sin 2\theta \qquad (12\text{-}19)$$

зависит только от напряжения и существует также в невозбужденной синхронной машине ($E_0=0$).

Заметим, наконец, что в приведенных формулах под U можно понимать не только напряжение на зажимах машины, но и напряжение в любой точке линии, при помощи которой машина связана с сетью; но в этом случае вместо x_d и x_q нужно подставлять $x_d+x_л$ и $x_q+x_л$, где $x_л$ — индуктивное сопротивление линии до рассматриваемой точки с напряжением U.

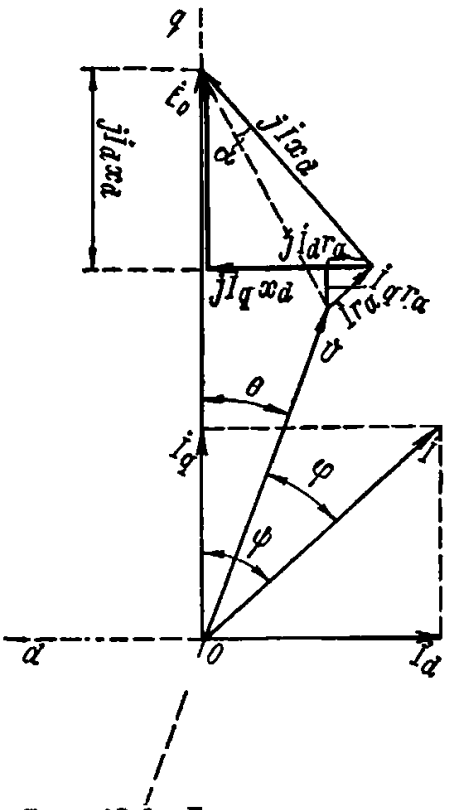


Рис. 12-6 Диаграмма напряжений неявнополюсного синхронного генератора

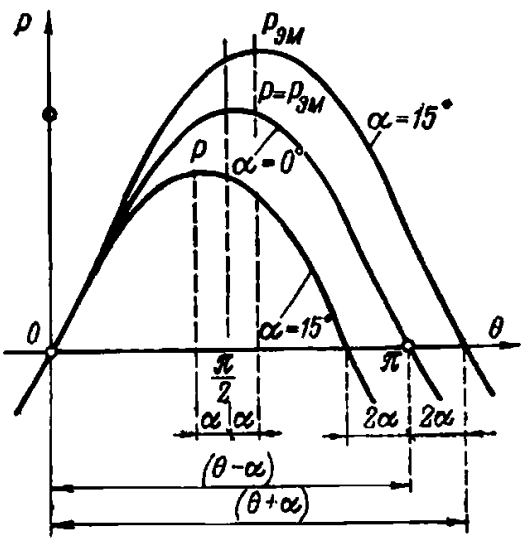


Рис. 12-7. Угловые характеристики мощности неявнополюсного синхронного генератора при $r_a\neq 0$

При практических расчетах удобно выбирать такую точку линии или сети, где напряжение U может считаться постоянным: $U=\text{const}$, что всегда возможно, если мощность рассматриваемого генератора мала по сравнению с мощностью всех генераторов, питающих данную сеть.

В некоторых случаях (например, при изучении успокаивающих моментов синхронных машин при качаниях и др.) интерес представляет также определение влияния активных сопротивлений цепей статора на угловые характеристики мощности. Рассмотрим этот вопрос для неявнополюсной машины ($x_d=x_q$).

На рис. 12-6 представлена диаграмма напряжений неявнополюсного генератора. Проектируя э. д. с. и напряжения на оси q и d, получим:

$$E_0 = U\cos\theta + I_q r_a + I_d x_d;$$
$$0 = U\sin\theta + I_d r_a - I_q x_q,$$

откуда найдем:

$$I_d = \frac{(E_0 - U\cos\theta)\,x_d - U r_a \sin\theta}{z_d^2}; \qquad (12\text{-}20)$$

$$I_q = \frac{(E_0 - U\cos\theta)\,r_a + U x_d \sin\theta}{z_d^2}, \qquad (12\text{-}21)$$

где

$$z_d^2 = r_a^2 + x_d^2. \qquad (12\text{-}22)$$

Подставив I_d и I_q по равенствам (12-20) и (12-21) в выражение (12-10), получим:

$$P = \frac{mU}{z_d}\,\frac{E_0(r_a\cos\theta + x_d\sin\theta) - U r_a}{z_d}.$$

Обозначая

$$r_a/z_d = \sin\alpha; \quad x_d/z_d = \cos\alpha, \qquad (12\text{-}23)$$

для полезной, отдаваемой в сеть мощности окончательно имеем:

$$P = \frac{mU}{z_d}[E_0\sin(\theta+\alpha) - U\sin\alpha]. \qquad (12\text{-}24)$$

Значение электромагнитной мощности определим согласно рис. 12-6 через э. д. с. E_0 и ток I_q:

$$P_{эм} = mE_0 I_q$$

или, подставив значение I_q по равенству (12-21) и учитывая соотношения (12-23), получим:

$$P_{эм} = \frac{mE_0}{z_d}[E_0\sin\alpha + U\sin(\theta-\alpha)]. \qquad (12\text{-}25)$$

На рис. 12-7 изображены угловые характеристики неявнополюсного генератора при $E_0 = U = \text{const}$ для $\alpha = 15°$ и $\alpha = 0$.

12-4. Статическая перегружаемость синхронной машины при ее параллельной работе в электрической системе

А. Статическая перегружаемость. В реальных условиях работы синхронного генератора на какую-либо сеть его нагрузка никогда не остается строго постоянной, а подвергается непрерывным изменениям вследствие включений и отключений различных приемников, изменения их нагрузки и ряда других причин. При изменениях режима работы синхронной машины в ней имеют место различные переходные процессы. Например, при изменении продольной

составляющей тока статора изменяется поток продольной реакции якоря, вследствие чего индуктируется добавочный ток в обмотке возбуждения, а также в успокоительной обмотке, если таковая имеется. Эти добавочные токи вызовут изменение магнитных потоков, электромагнитных моментов и электрической мощности машины по сравнению с их значениями при установившемся режиме работы при тех же значениях напряжения U, угла 0 и напряжения возбуждения.

Будем иметь здесь в виду лишь такие изменения режима работы генератора, которые совершаются весьма медленно, так что можно пренебречь указанными переходными процессами. Тогда можно считать, что изменение мощности генератора происходит согласно зависимостям, полученным в предыдущем параграфе. Такие режимы работы являются статическими, и соответствующие им угловые характеристики будем называть статическими.

Рассмотрим условия параллельной работы генератора с неизменным возбуждением (E_0=const) с сетью бесконечной мощности (U= =const, f=const). Для простоты будем иметь в виду неявнополюсную машину ($x_q=x_d$), а особенности, относящиеся к явнополюсной машине, рассмотрим отдельно.

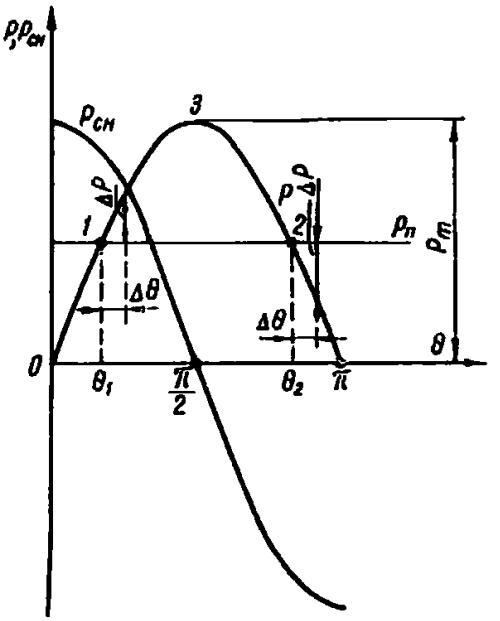


Рис. 12-8. К определению статической перегружаемости синхронного генератора

На рис. 12-8 изображена угловая характеристика неявнополюсного генератора при E_0=const, U= =const и f=const.

Мощность, развиваемую первичным двигателем (паровой или гидравлической турбиной) на валу, за вычетом механических потерь и потерь в стали, обозначим через $P_п$. Поскольку мы пренебрегаем потерями в цепи статора, то при установившемся режиме работы электрическая мощность генератора P, отдаваемая в сеть, будет также равна $P_п$. Мощность первичного двигателя $P_п$ не зависит от угла θ и изображается поэтому на рис. 12-8 горизонтальной прямой. Пересечение прямой $P_п$ и кривой P (рис. 12-8) определяет два возможных установившихся режима работы, соответствующих точкам *1* и *2*, однако только режим, соответствующий точке *1*, является устойчивым.

Действительно, если в результате неизбежных колебаний режима работы ротор генератора получит некоторое ускорение и угол θ возрастет на некоторую малую величину Δθ, то в точке *1* этому изменению угла будет соответствовать положительное приращение мощности генератора ΔP, а турбина сохранит при этом свою

мощность. Генератор будет отдавать в сеть бо́льшую мощность, чем получит от турбины, поэтому ротор будет затормаживаться, угол 0 уменьшится, и генератор снова вернется к режиму работы, соответствующему точке *1*. Наоборот, в точке *2* положительному приращению $\Delta\theta$ соответствует отрицательное приращение мощности $-\Delta P$, угол 0 будет возрастать еще больше, и генератор выпадет из синхронизма.

Таким образом, критерием устойчивой работы в указанных условиях будет соблюдение условия

$$\Delta P/\Delta 0>0$$

или, если перейти к пределу,

$$\frac{dP}{d\theta}>0. \tag{12-26}$$

Если рассматривать отрицательные приращения угла θ, то нетрудно видеть, что мы придем к тем же результатам.

Поднимающаяся ветвь кривой рис. 12-8 ($0<\theta<\pi/2$) соответствует устойчивым режимам работы, а ниспадающая ветвь ($\pi/2<\theta<\pi$) — неустойчивым режимам работы неявнополюсного генератора при $U=\text{const}$ и $E_0=\text{const}$. При этом угол $\theta=\pi/2$ и мощность

$$\boxed{P_{\max}=\frac{mE_0U}{x_d}} \tag{12-27}$$

соответствуют пределу статической перегружаемости (устойчивости) неявнополюсной машины (точка *3* на рис. 12-8).

Для явнополюсной машины максимальная мощность $P_{\max}$ и соответственно предел статической устойчивости достигаются при угле $\theta<\pi/2$ (см. рис. 12-5).

Отношение

$$k_{\text{п}}=P_{\max}/P_{\text{н}} \tag{12-28}$$

называется перегрузочной способностью синхронной машины или коэффициентом статической перегружаемости.

Для неявнополюсных машин

$$k_{\text{п}}\approx\frac{1}{\sin\theta_{\text{н}}}, \tag{12-29}$$

где $\theta_{\text{н}}$ — значение угла θ при номинальном режиме работы, равное обычно для турбогенераторов $\theta_{\text{н}}=25\div30°$, чему соответствует $k_{\text{п}}\approx2{,}0$.

Согласно равенству (12-27) предельная мощность генератора зависит от E_0, U и x_d. Напряжение U определяется режимом работы сети и должно сохраняться по возможности постоянным. Э. д. с. E_0 (см. рис. 12-4, 12-6) определяется при данном режиме работы напряжением U и параметрами машины. Однако при сравнительно большом изменении параметров E_0 изменяется не столь значительно. Поэтому предельная мощность или перегрузочная

способность данной машины тем больше, чем меньше ее сопротивление по продольной оси x_d или чем больше о. к. з. По отношению к равенству (12-29) это следует из того, что при уменьшении x_d уменьшается угол $\theta_н$, соответствующий номинальному режиму. Однако уменьшение x_d и соответственно увеличение перегрузочной способности связано с необходимостью увеличения габаритов машины (см. § 11-4) и ее удорожанием.

Б. Синхронизирующая мощность и синхронизирующий момент. При данном малом отклонении $\Delta\theta$ от установившегося режима небаланс мощности ΔP, обусловливающей возврат машины к исходному режиму, будет тем больше, чем круче подъем кривой P при изменении угла θ, т. е. чем больше производная

$$P_{сн} = \frac{dP}{d\theta}. \tag{12-30}$$

Величину $P_{сн}$ будем называть коэффициентом синхронизирующей мощности, а величину

$$\Delta P = \frac{dP}{d\theta}\Delta\theta = P_{сн}\Delta\theta \tag{12-31}$$

— синхронизирующей мощностью.

Для неявнополюсной машины согласно равенству (12-14) коэффициент синхронизирующей мощности

$$P_{сн} = \frac{mE_0U}{x_d}\cos\theta, \tag{12-32}$$

а для явнополюсной машины согласно соотношению (12-11)

$$P_{сн} = \frac{mE_0U}{x_d}\cos\theta + mU^2\left(\frac{1}{x_q} - \frac{1}{x_d}\right)\cos 2\theta. \tag{12-33}$$

Кривая коэффициента синхронизирующей мощности $P_{сн} = f(\theta)$ для неявнополюсного генератора изображена на рис. 12-8.

Синхронизирующей мощности ΔP, равной небалансу мощностей генератора и турбины, соответствует действующий на ротор генератора синхронизирующий момент

$$\Delta M = \frac{\Delta P}{\Omega} = \frac{P_{сн}}{\Omega}\Delta\theta, \tag{12-34}$$

обусловленный разностью электромагнитного момента генератора и момента вращения турбины.

Величину

$$M_{сн} = P_{сн}/\Omega \tag{12-35}$$

будем называть коэффициентом синхронизирующего момента.

Для неявнополюсной машины

$$M_{сн} = \frac{mE_0U}{\Omega x_d}\cos\theta, \tag{12-36}$$

для явнополюсной

$$M_{\text{сн}} = \frac{mE_0U}{\Omega x_d}\cos\theta + \frac{mU^2}{\Omega}\left(\frac{1}{x_q} - \frac{1}{x_d}\right)\cos 2\theta. \qquad (12\text{-}37)$$

Коэффициент синхронизирующей мощности $P_{\text{сн}}$ и коэффициент синхронизирующего момента $M_{\text{сн}}$ положительны для устойчивых областей работы и отрицательны для неустойчивых. Поэтому критерий статической устойчивости можно писать не только в виде неравенства (12-26), но и в форме

$$P_{\text{сн}} > 0 \text{ или } M_{\text{сн}} > 0.$$

Коэффициенты $P_{\text{сн}}$ и $M_{\text{сн}}$ можно рассматривать и как величины, характеризующие степень статической устойчивости машины: чем больше $P_{\text{сн}}$ и $M_{\text{сн}}$, тем больше силы, стремящиеся вернуть ротор генератора в исходный установившийся режим работы. На пределе статической устойчивости $P_{\text{сн}} = M_{\text{сн}} = 0$.

Пример. В рассмотренном нами (см. гл. 8 и 9) в качестве примера гидрогенераторе с $P_{\text{н}} = 57\,200$ *квт*, $\underline{x}_d = 0{,}695$ и $\underline{x}_q = 0{,}507$ э. д. с. в относительных единицах при номинальной нагрузке по диаграмме Потье при $\cos\varphi = 0{,}8$ равна $\underline{E}_0 = \underline{i}_{\text{в. н}} = 1{,}58$ (ненасыщенный режим) и $\theta = 16°40'$. При этих данных и номинальном напряжении на зажимах $\underline{U}_{\text{н}} = 1{,}0$ электромагнитная мощность в относительных единицах по формуле (12-15) будет

$$\underline{P}_{\text{эм}} = \frac{3\cdot 1{,}58\cdot 1{,}0}{0{,}695}\sin 16°40' + \frac{3\cdot 1{,}0^2}{2}\left(\frac{1}{0{,}507} - \frac{1}{0{,}695}\right)\sin 2\cdot 16°40' =$$

$$= 6{,}82\cdot 0{,}287 + 0{,}795\cdot 0{,}55 = 1{,}96 + 0{,}44 = 2{,}4.$$

Номинальная мощность генератора в относительных единицах

$$\underline{P}_{\text{н}} = 3\cdot 1{,}0\cdot 1{,}0\cdot 0{,}8 = 2{,}4.$$

Коэффициент синхронизирующей мощности при $\theta = 16°40'$ равен по формуле (12-33):

$$\underline{P}_{\text{сн}} = \frac{3\cdot 1{,}58\cdot 1{,}0}{0{,}695}\cos 16°40' + 3\cdot 1{,}0^2\left(\frac{1}{0{,}507} - \frac{1}{0{,}695}\right)\cos 2\cdot 16°40' =$$

$$= 6{,}82\cdot 0{,}96 + 1{,}59\cdot 0{,}835 = 6{,}53 + 1{,}33 = 7{,}86,$$

откуда

$$\frac{P_{\text{сн}}}{P_{\text{н}}} = \frac{7{,}86}{2{,}4} = 3{,}28.$$

12-5. Генераторные и двигательные режимы работы. Перевозбуждение и недовозбуждение синхронной машины

Синхронная машина обладает, как все вращающиеся электрические машины, свойством обратимости и может при параллельной работе с сетью переходить из генераторного режима работы в двигательный и обратно. Изменение режимов связано с изменением угла θ и соответственно угла ψ.

На рис. 12-9, 12-10 и 12-11 даны упрощенные диаграммы напряжений для неявнополюсной машины без потерь в обмотке статора.

При изменении угла ψ в пределах $-\pi/2 < \psi < \pi/2$ (рис. 12-9, *а* и *б*) синхронная машина работает в режиме генератора. При из-

менении угла ψ в пределах $\pi/2<\psi<\pi$ и $-\pi/2>\psi>-\pi$ (рис. 12-10, *а* и *б*) электромагнитная мощность $P_{эм}$ изменяет свой знак и машина работает двигателем. Наконец, при $\psi=\pi/2$ и $\psi=-\pi/2$, т. е. для граничных значений угла ψ, при $\cos\varphi=0$ мощность $P_{эм}0$ и машина работает по отношению к сети как некоторая эквивалентная индуктивность или емкость, что соответствует режиму работы синхронного компенсатора (рис. 12-11, *а* и *б*).

При исследовании режима работы электрической машины как постоянного, так и переменного тока в качестве генератора целесообразно исходить из ее э. д. с. E_0, разлагая э. д. с. на составляющие, уравновешивающие, с одной стороны, падения напряжения и, с другой, напряжения сети U_c. При анализе двигательного режима целесообразнее исходить из напряжения сети U_c, подведенного к двигателю, и разлагать его на составляющие, уравновешивающие падения напряжения и обратную э. д. с. E_0.

При подобной трактовке, например, для машины постоянного тока параллельного возбуждения, работающей параллельно с сетью, пишем для генераторного режима уравнения:

$$E_0=U_c+r_aI_a \text{ и } I_a=\frac{E_0-U_c}{r_a}.$$

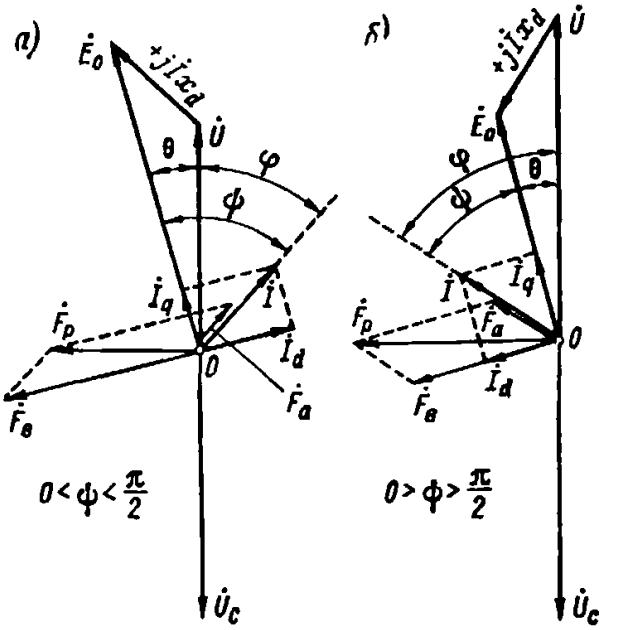


Рис. 12-9. Упрощенные диаграммы напряжений перевозбужденного (*а*) и недовозбужденного (*б*) синхронного генератора

Генераторный режим машины постоянного тока получается при $E_0>U_c$. При $E_0<U_c$ машина переходит в двигательный режим:

$$-U_c=-E_0+r_aI_a \text{ и } I_a=\frac{-U_c-(-E_0)}{r_a}=\frac{-U_c+E_0}{r_a}.$$

Соответствующим образом при анализе синхронной неявнополюсной машины, работающей параллельно с сетью, пренебрегая падением напряжения в активном сопротивлении, исходим для генераторного режима из э. д. с. E_0, разлагая ее на составляющие $j\dot{I}x_d$ и $\dot{U}$ (рис. 12-9, *а* и *б*), а для двигательного режима — из напряжения сети $\dot{U}_c$, разлагая его на составляющие $j\dot{I}x_d$ и $(-\dot{E}_0)$ (рис. 12-10, *а* и *б*). При работе в режиме синхронного компенсатора машина представляет собой ненагруженный синхронный двигатель, и в этом случае мы также исходим из напряжения сети $\dot{U}_c$, разлагая его на составляющие $j\dot{I}x_d$ и $(-\dot{E}_0)$ (рис. 12-11, *а* и *б*).

В связи с тем, что́ принято за исходную величину: э. д. с. $\dot{E}_0$ или напряжение сети $\dot{U}_c$, мы определяем $\cos\varphi$ для генераторного режима по сдвигу тока $\dot{I}$ на угол φ (рис. 12-9, *а* и *б*) относительно напряжения генератора $\dot{U}$, а для режима работы двигателя и синхронного компенсатора — по сдвигу тока $\dot{I}$ на угол φ_c от напряжения сети $\dot{U}_c$ (рис. 12-10, *а* и *б* и 12-11, *а* и *б*).

Из рассмотрения диаграмм напряжения видно, что синхронная машина работает генератором, когда $\dot{I}_q$ совпадает по направлению

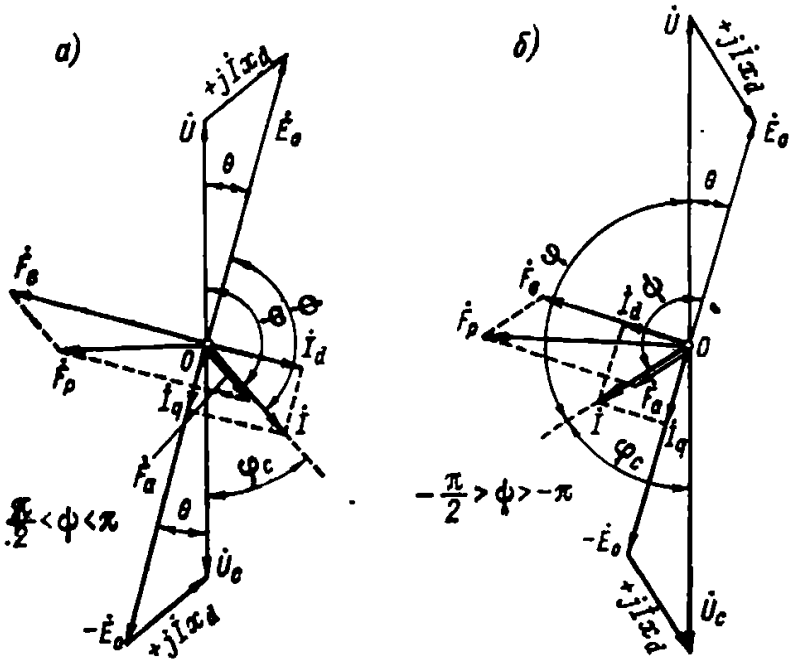


Рис. 12-10. Упрощенные диаграммы напряжений перевозбужденного (*а*) и недовозбужденного (*б*) синхронного двигателя

с $\dot{E}_0$, двигателем, когда $\dot{I}_q$ направлен навстречу $\dot{E}_0$ и синхронным компенсатором, когда $\dot{I}$ практически перпендикулярен к $\dot{E}_0$.

В зависимости от величины тока возбуждения синхронная машина оказывает на сеть индуктивное или емкостное действие, т. е. наряду с потреблением или отдачей в сеть активной мощности машина ведет себя по отношению к сети так же, как индуктивность или емкость.

Если вектор тока $\dot{I}$ направлен навстречу вектору напряжения сети $\dot{U}_c$ (рис. 12-12, *а* — генераторный режим) или совпадает с ним по фазе (рис. 12-12, *б* — двигательный режим), то синхронная машина не оказывает индуктивного или емкостного воздействия на сеть. Если вектор тока $\dot{I}$ имеет по отношению к вектору напряжения сети $\dot{U}_c$ составляющую, опережающую его по фазе (рис. 12-9, *а*; 12-10, *а*; 12-11 *а*), то синхронная машина оказывает емкостное действие на сеть, отдавая в сеть реактивную мощность, потребляемую асинхронными двигателями, трансформаторами и т. д. В этом случае

синхронная машина имеет перевозбужденную магнитную систему вне зависимости от того, работает ли она генератором или двигателем.

Если составляющая вектора тока I отстает по отношению к вектору напряжения сети $\dot{U}_c$, то она оказывает на синхронную машину индуктивное действие вне зависимости от того, работает ли машина генератором или двигателем (рис. 12-9, *б*; 12-10 *б*; 12-11, *б*). В этом

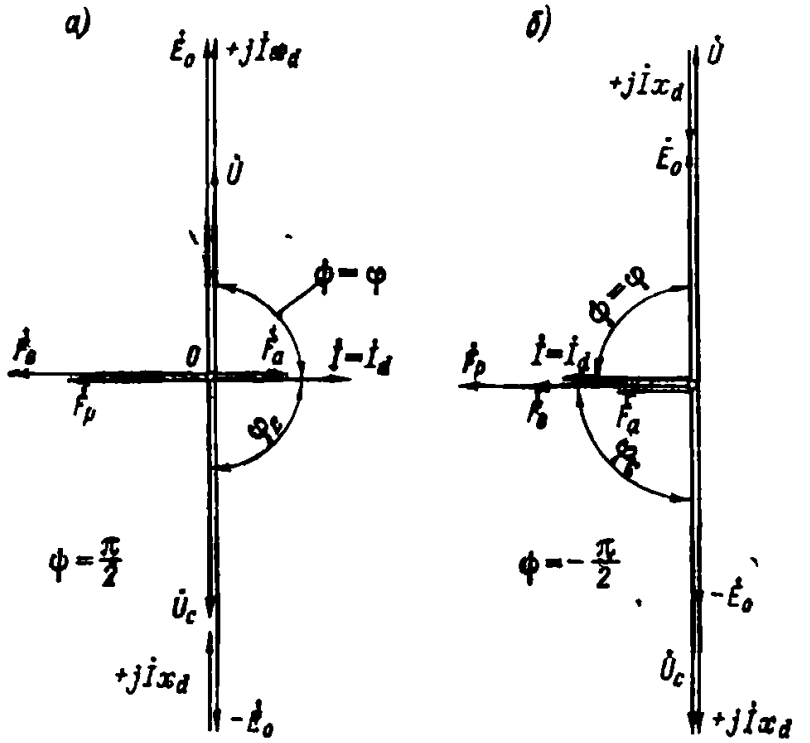


Рис. 12-11. Упрощенные векторные диаграммы перевозбужденного (*а*) и недовозбужденного (*б*) синхронного компенсатора

случае машина является недовозбужденной и потребляет из сети реактивную мощность и ток, создающий реакцию якоря, которая добавочно подмагничивает ее магнитную систему.

При параллельном соединении двух синхронных генераторов, работающих вхолостую, между ними не будет проходить уравнительного тока только в том случае, если их э. д. с., созданные потоком возбуждения, будут равны: $\dot{E}_{01}=\dot{E}_{02}=\dot{U}$. Если теперь увеличить возбуждение одной из машин и уменьшить возбуждение другой, например сделать $\dot{E}_{01}>\dot{E}_{02}$, то напряжение на общих зажимах этих машин, если они однотипные, будет равно полусумме э. д. с. E_{01} и E_{02}:

$$\dot{U}=\frac{\dot{E}_{01}+\dot{E}_{02}}{2}$$

и между ними будет протекать реактивный ток, который будет создавать реакцию якоря, подмагничивающую магнитную систему недовозбужденной машины с $E_0 < U$ и размагничивающую перевозбужденную машину с $E_0 > U$. Диаграмма напряжений для перевозбужденной машины будет иметь вид рис. 12-11, *а*, а для недовозбужденной машины — рис. 12-11, *б*.

Величина указанного реактивного тока при этом будет равна:

$$I = \frac{E_0 - U}{x_d},$$

причем положительный знак тока I указывает на его отставание 90° от напряжения генератора U, а отрицательный знак — на опережение на 90°. По отношению к напряжению сети U_c фаза тока будет обратной. Если откладывать (рис. 12-13) по оси абсцисс э. д. с. E_0 или ток возбуждения $i_в$ при ненасыщенной магнитной системе, а на оси ординат — действующее значение тока I, то зависимость $I = f(E_0)$ или $I = f(i_в)$ представит собой две пересекающиеся прямые.

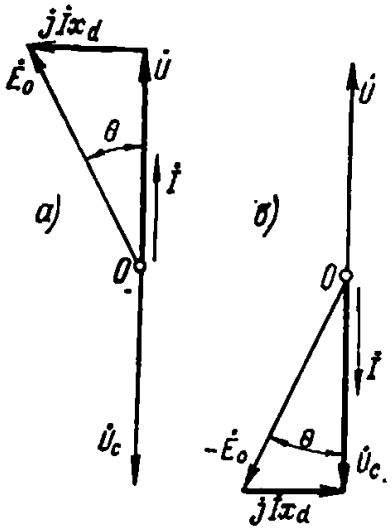


Рис. 12-12. Упрощенные векторные диаграммы синхронного генератора (*а*) и двигателя (*б*) при φ=0

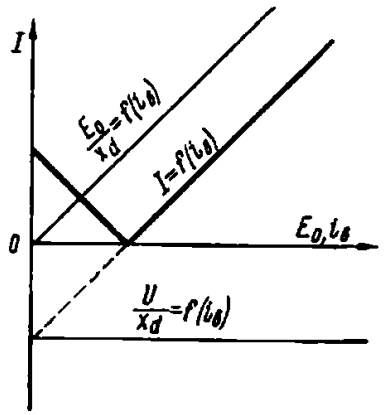


Рис. 12-13. Определение зависимости тока статора I синхронного генератора от тока возбуждения $i_в$ при холостом ходе

Таким образом, при параллельной работе синхронных машин изменение возбуждения каждой из них вызывает лишь появление уравнительного реактивного тока и не приводит к изменению активной мощности, как это имеет место при параллельной работе машин постоянного тока. Для изменения нагрузки или перевода синхронной машины из режима работы двигателя в режим работы генератором необходимо изменять угол θ, как это следует из уравнений (12-11) и (12-14), что может быть достигнуто только путем воздействия на первичный двигатель. Для увеличения мощности генератора, например, необходимо увеличить мощность первичного двигателя, приводящего во вращение синхронную машину, т. е.

увеличивать момент на валу первичного двигателя путем увеличения подачи пара или воды в турбину, вращающую генератор.

Рассмотрим теперь условия параллельной работы синхронного генератора с сетью, имеющей $U_c = \text{const}$, при постоянной нагрузке генератора, т. е. при постоянной величине подводимой к нему мощности ($P = \text{const}$), предположив при этом для простоты, что $r_a \approx 0$.

Отложим по вертикальной оси напряжение генератора и перпендикулярно влево от этого напряжения результирующую н. с. $\dot{F}_р$, которая равна геометрической сумме н. с. возбуждения и н. с. реакции якоря. Тогда приближенная диаграмма напряжений (рис. 12-9, *а*) для отстающего тока будет иметь вид, показанный

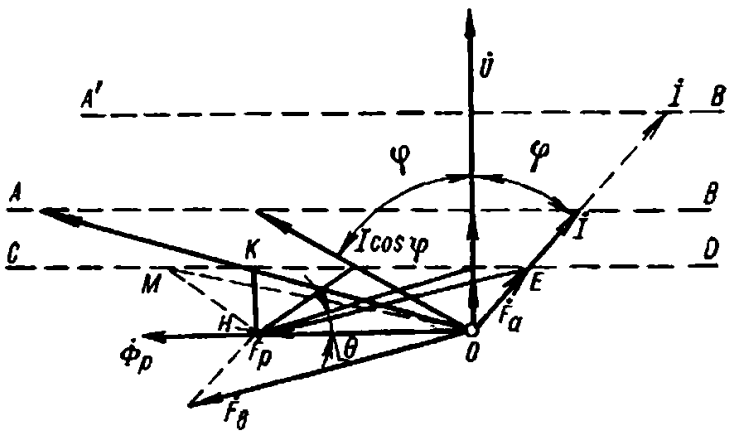


Рис. 12-14. К определению зависимости тока статора I синхронного генератора от тока возбуждения $i_в$ при нагрузке

на рис. 12-14. Так как при $U = \text{const}$ и $P = \text{const}$ из уравнения $P = mUI\cos\varphi = \text{const}$ следует, что $I\cos\varphi = \text{const}$, то, следовательно, при изменении тока возбуждения конец вектора тока будет скользить по прямой AB, параллельной оси абсцисс. Соответственным образом вектор н.с. обмотки якоря $\dot{F}_a$, пропорциональный вектору тока $\dot{I}$, будет скользить по прямой, параллельной AB и оси абсцисс.

При $U = \text{const}$ можно считать, что векторы результирующего потока $\dot{\Phi}_р$ и результирующей н. с. $\dot{F}_р$ будут оставаться на диаграмме (рис. 12-14) неизменными по величине и направлению. Замыкающий вектор $\overline{EH}$ между концами векторов $\dot{F}_a$ и $\dot{F}_р$ представит собой вектор н. с. системы возбуждения $\dot{F}_в$. Поэтому, очевидно, при изменении тока возбуждения $\dot{i}_в$ пропорционально ему будет изменяться вектор $\dot{F}_в$ и конец E вектора $\dot{F}_a$ начнет скользить по прямой CD. Угол θ между векторами $\dot{F}_р$ и $\dot{F}_в$ при увеличении возбуждения, как это следует из диаграммы рис. 12-14 и уравнения (12-24), будет уменьшаться, а при уменьшении возбуждения — возрастать. Предельно возможная величина угла θ равна $\pi/2$, после

чего машина выходит из синхронизма. Поэтому пределом устойчивой работы является точка K, а точка M находится уже в неустойчивой зоне работы синхронной машины.

При большей постоянной нагрузке получится новая диаграмма с линией $A'B'$, проходящей выше линии AB (рис. 12-14).

Диаграмма рис. 12-14 дает возможность построить U-образную кривую зависимости $I=f(i_в)$ и кривую $\cos\varphi=f(i_в)$ при $P=\text{const}$ и $U=\text{const}$. Так как каждой нагрузке на рис. 12-14 соответствует своя линия AB, то для каждой нагрузки получается своя U-образная кривая. На рис. 12-15 даны U-образные кривые $I=f(i_в)$ для холостого хода (кривая A), половинной нагрузки (кривая B) и

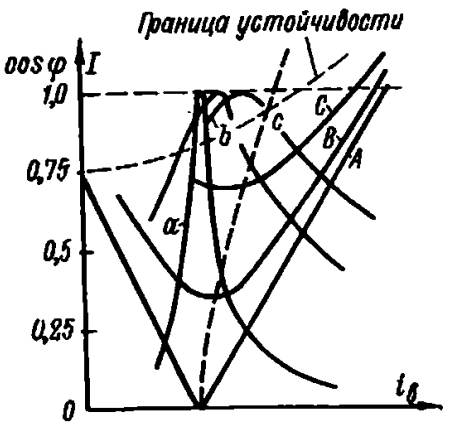


Рис. 12-15. U-образные кривые синхронного генератора

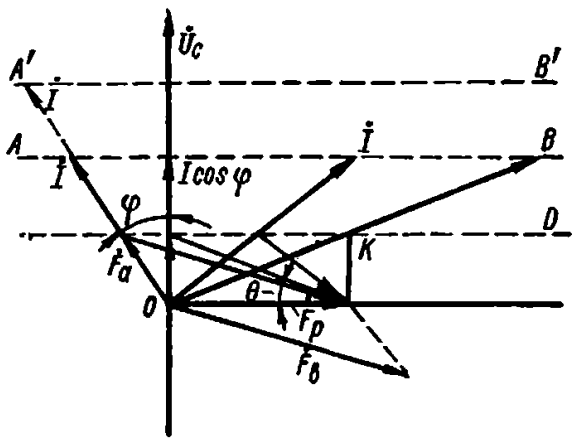


Рис. 12-16. К определению зависимости тока статора I синхронного двигателя от тока возбуждения $i_в$

полной нагрузки (кривая C) и соответствующие кривые a, b и c для $\cos\varphi=f(i_в)$. Кривая A для холостого хода имеет вид двух пересекающихся прямых, как это и следует из построения рис. 12-18. Штриховая кривая соответствует границе устойчивой работы машины в системе.

В случае работы синхронной машины при $P=\text{const}$ и $U_c=\text{const}$ в режиме двигателя при построении диаграммы нужно исходить из напряжения на зажимах U_c. На рис. 12-16 построена диаграмма, соответствующая диаграмме напряжений рис. 12-10, *а*. В этом случае в упрощенной диаграмме векторы результирующего потока $\Phi_р$ и результирующей н. с. $F_р$ отстают от вектора напряжения $\dot{U}_c$ на 90°. U-образные кривые для двигателя носят такой же характер, как и для генератора, с той лишь разницей, что при перевозбуждении двигателя получаются опережающие токи, а при недовозбуждении — отстающие, в то время как для генератора получались при перевозбуждении отстающие токи, а при недовозбуждении — опережающие. Объясняется это тем, что для генератора мы отсчитываем сдвиг тока от напряжения генератора $\dot{U}$, а для двигателя — от напряжения сети $\dot{U}_c=-\dot{U}$.

12-6. Диаграммы тока синхронных машин

А. Уравнение диаграммы тока. При изменении режима работы синхронной машины ток обмотки статора I изменяется по величине и фазе по отношению к напряжению U на зажимах. Если параметры машины (x_d, x_q, r_a) постоянны, то при $U=\text{const}$ и $E_0=\text{const}$ конец вектора тока I при изменении нагрузки или угла θ перемещается по некоторой кривой, которую назовем диаграммой тока. В простейшем случае диаграмма тока представляет собой окружность, и в этом случае она называется круговой диаграммой тока. Например, из рассмотрения диаграммы напряжений неявнополюсной машины (см. рис. 12-9) видно, что при неизменном положении вектора $\dot{U}$ и повороте постоянного по величине вектора $\dot{E}_0$ на угол 2π конец вектора $j\dot{I}x_d$ описывает окружность, а следовательно, при $x_d=\text{const}$ описывает окружность и конец вектора тока $\dot{I}$.

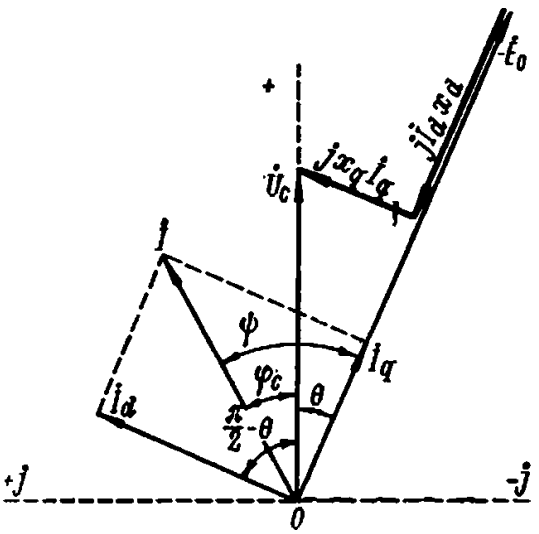


Рис. 12-17. Диаграмма напряжений явнополюсного синхронного двигателя

Диаграмма тока позволяет получить наглядное представление о зависимостях между величинами, характеризующими работу синхронной машины.

Рассмотрим построение диаграмм тока синхронной машины, исходя из двигательного режима, и ради упрощения положим, что активное сопротивление обмотки статора равно нулю.

На рис. 12-17 изображена диаграмма напряжений перевозбужденного явнополюсного двигателя при $r_a=0$. Из диаграммы находим следующие выражения для величин продольной и поперечной составляющих тока статора:

$$I_d=\frac{U_c\cos\theta-E_0}{x_d}; \tag{12-38}$$

$$I_q=\frac{U_c\sin\theta}{x_q}. \tag{12-39}$$

Выражения (12-38) и (12-39) соответствуют выражениям (12-4) и (12-5), полученным для генераторного режима.

Совместим плоскость диаграммы рис. 12-17 с комплексной плоскостью, причем ось действительных чисел совместим с направлением вектора напряжения сети $\dot{U}_c$. Тогда согласно рис. 12-17 значение тока статора можно записать в виде

$$\dot{I}=\dot{I}_q\varepsilon^{-j\theta}+\dot{I}_d\varepsilon^{j\left(\frac{\pi}{2}-\theta\right)}. \tag{12-40}$$

Подставив в равенство (12-40) значения I_d и I_q по равенствам (12-38) и (12-39) и учитывая известные соотношения

$$\sin 0 = \frac{\varepsilon^{j0} - \varepsilon^{-j\theta}}{2j} = \frac{1}{2}\varepsilon^{-j\frac{\pi}{2}}\left(\varepsilon^{j\theta} - \varepsilon^{-j\theta}\right);$$

$$-\cos\theta = -\frac{\varepsilon^{j\theta} + \varepsilon^{-j\theta}}{2} = \frac{1}{2}\varepsilon^{-j\pi}\left(\varepsilon^{j\theta} + \varepsilon^{-ja}\right),$$

получим:

$$I = \frac{U_c}{2x_q}\varepsilon^{-j\left(\frac{\pi}{2}+\theta\right)}\left(\varepsilon^{j\theta} - \varepsilon^{-j\theta}\right) + \frac{U_c}{2x_d}\varepsilon^{-j\left(\frac{\pi}{2}+\theta\right)}\left(\varepsilon^{j\theta} + \varepsilon^{-j0}\right) +$$

$$+ \frac{E_0}{x_d}\varepsilon^{j\left(\frac{\pi}{2}-\theta\right)} = \frac{U_c}{2}\left(\frac{1}{x_q} + \frac{1}{x_d}\right)\varepsilon^{-j\left(\frac{\pi}{2}\right)} +$$

$$+ \frac{U_c}{2}\left(-\frac{1}{x_q} + \frac{1}{x_d}\right)\varepsilon^{-j\left(\frac{\pi}{2}+20\right)} + \frac{E_0}{x_d}\varepsilon^{j\left(\frac{\pi}{2}-\theta\right)} \qquad (12\text{-}41)$$

или

$$\dot{I} = \dot{M} + \dot{R}_u\varepsilon^{-j20} + \dot{R}_e\varepsilon^{-j\theta}, \qquad (12\text{-}42)$$

где

$$\dot{M} = \frac{U_c}{2}\left(\frac{1}{x_d} + \frac{1}{x_q}\right)\varepsilon^{-j\frac{\pi}{2}}; \qquad (12\text{-}43)$$

$$R_u = \frac{U_c}{2}\left(\frac{1}{x_q} - \frac{1}{x_d}\right)\varepsilon^{j\frac{\pi}{2}}; \qquad (12\text{-}44)$$

$$R_e = \frac{E_0}{x_d}\varepsilon^{j\frac{\pi}{2}}. \qquad (12\text{-}45)$$

Выражение (12-42) представляет собой искомое уравнение диаграммы тока, согласно которому при $U_c = \text{const}$ и $E_0 = \text{const}$ величина и направляющие вектора тока определяются величиной угла θ.

Б. Неявнополюсная машина. В неявнополюсной машине $x_q = x_d$, и поэтому $R_u = 0$ и

$$\dot{I} = M + R_e\varepsilon^{-j\theta}, \qquad (12\text{-}46)$$

где

$$\dot{M} = \frac{U_c}{x_d}\varepsilon^{-j\frac{\pi}{2}}, \quad R_e = \frac{E_0}{x_d}\varepsilon^{j\frac{\pi}{2}}. \qquad (12\text{-}47)$$

Из уравнения (12-46) следует, что при изменении 0 в пределах от 0 до 2π конец вектора тока описывает окружность, причем вектор M определяет центр окружности, а $R_e = E_0 : x_d$ — величину радиуса-вектора. Диаметр окружности, таким образом, пропорционален величине э. д. с., создаваемой током возбуждения.

Круговые диаграммы тока неявнополюсной машины для разных значений E_0 представлены на рис. 12-18. Область $0 < \theta < \pi$ соот-

ветствует режиму работы двигателем, а область $\pi<0<2\pi$ — генератором. Активная составляющая тока, т. е. длина перпендикуляра из точки окружности на ось мнимых чисел, пропорциональна мощности P машины на ее зажимах, а в силу принятого условия также и электромагнитной мощности $P_{эм}=P$. Если масштаб тока обозначить через m_i, *а/см*, то масштаб мощности трехфазной машины будет

$$m_p=3U_c m_i,\ вт/см.$$

Участки окружностей, изображенные штриховой линией, представляют собой область неустойчивых режимов.

Из диаграммы рис. 12-18, в частности, видно, что двигатель может потребовать из сети емкостный ток (отдавать в сеть индуктивный ток) только при таком возбуждении, когда $E_0>U_c$.

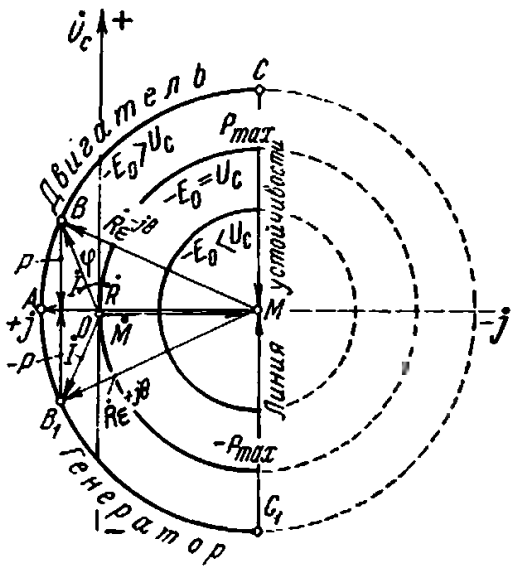


Рис. 12-18. Круговая диаграмма тока неявнополюсной синхронной машины

В. Реактивная машина. Явнополюсную синхронную машину, работающую без возбуждения ($E_0=0$), принято называть реактивной синхронной машиной. В § 12-3 уже было выяснено, что такая машина способна развивать активную мощность. Реактивная машина может работать как в режиме генератора, так и в режиме двигателя. Практическое применение благодаря простоте своего устройства находят реактивные двигатели малой мощности от нескольких ватт до нескольких сотен ватт. Применяются реактивные двигатели в различных устройствах автоматики и телемеханики, в схемах сигнализации, в звуковом кино и т. п.

Реактивные двигатели пускаются в ход методом асинхронного пуска. Вращающий момент при этом развивается за счет токов, индуктируемых в массивном роторе двигателя. Втягивание в синхронизм происходит за счет реактивного момента, возникающего вследствие того, что вращающееся магнитное поле стремится удерживать вращающий ротор в таком положении, когда магнитное сопротивление магнитному потоку минимально. Этому соответствует вращение ротора синхронно с полем и при совпадении оси полюсов с осью магнитного потока. При нагрузке двигателя ось полюсов отклоняется от оси потока статора в сторону отставания. Сказанное иллюстрируется рис. 12-19, *б*, *в*, где условно изображены также полюсы N и S вращающегося поля статора. В машине с цилиндрическим ротором (рис. 12-19, *а*) реактивный момент не возникает, ибо положение ротора по отношению к полю статора безразлично.

Магнитное поле реактивной машины создается только за счет магнитного потока реакции якоря, откуда и происходит название этой машины. Таким образом, машина потребляет из сети для создания своего магнитного поля реактивный (отстающий) ток и работает с низким $\cos\varphi$.

На рис. 12-20 представлена векторная диаграмма реактивного двигателя.

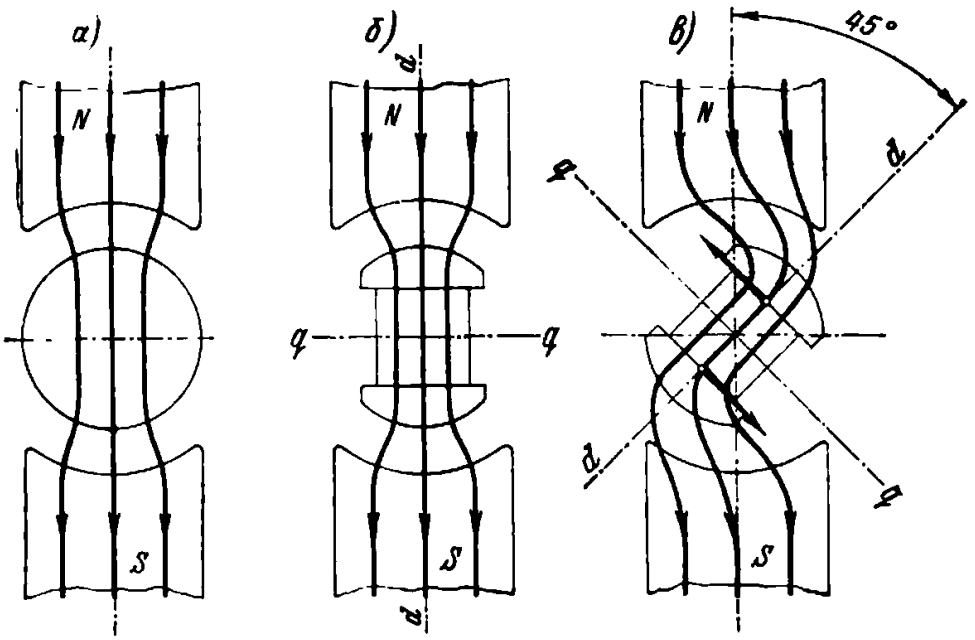


Рис. 12-19. Модель работы реактивной синхронной машины

В реактивной машине $E_0=0$ и соответственно по равенству (12-45) $R_e=0$. Уравнение (12-42) диаграммы тока поэтому принимает вид:

$$\dot{I}=\dot{M}+R_u\varepsilon^{j\theta}. \qquad (12\text{-}48)$$

Диаграмма тока реактивной машины согласно уравнению (12-48) представляет собой окружность, причем полная окружность соответствует изменению θ от 0 до π, а изменению θ от π до 2π соответствует точно такая же окружность, налагающаяся на первую. Физически это объясняется тем, что полюсы реактивной машины приобретают определенную полярность только под воздействием поля статора и поэтому поворот ротора относительно этого поля на 180 эл. градусов не меняет режима работы машины.

На рис. 12-21 изображена круговая диаграмма реактивной машины для случая, когда $x_d:x_q=2$. Мощности по этой диаграмме определяются точно так же, как и по диаграмме рис. 12-18.

Максимальная мощность реактивной машины пропорциональна радиусу окружности R_u, т. е. согласно равенству (12-44) тем больше, чем больше отношение $x_d:x_q$. В реактивных двигателях это отношение стремятся довести до значения $x_d:x_q\approx 5$.

Для этой цели ротор собирают из стальных пластин, между которыми прокладывают немагнитные вставки, например, из алюминия (рис. 12-22). При данной нагрузке $\cos\varphi$ реактивного двигателя тем больше, чем больше отношение $x_d : x_q$.

Ток холостого хода реактивного двигателя

$$I_0 \approx U_c / x_d.$$

Для обычных явнополюсных машин реактивный режим является, вообще говоря, ненормальным. Однако если $x_d > 1$, то такая машина при $U_c = U_н$ может в реактивном режиме нести при $I = I_н$ даже определенную активную нагрузку. Такой режим может возникнуть в слабо нагруженной явнополюсной машине при потере возбуждения.

Применение находят также однофазные реактивные двигатели. В этом случае они могут пускаться в ход методом асинхронного пуска подобно конденсаторным асинхронным двигателям (см. § 25-4).

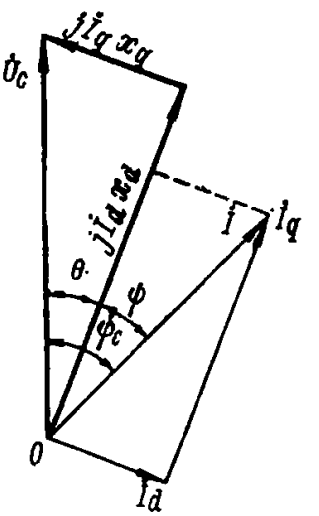


Рис. 12-20. Диаграмма напряжений реактивного синхронного двигателя

Г. Явнополюсная машина. Для возбужденной явнополюсной машины сохраняются все члены уравнения (12-42), и диаграмма тока приобретает вид сложной кривой, имеющей вид улитки Пас-

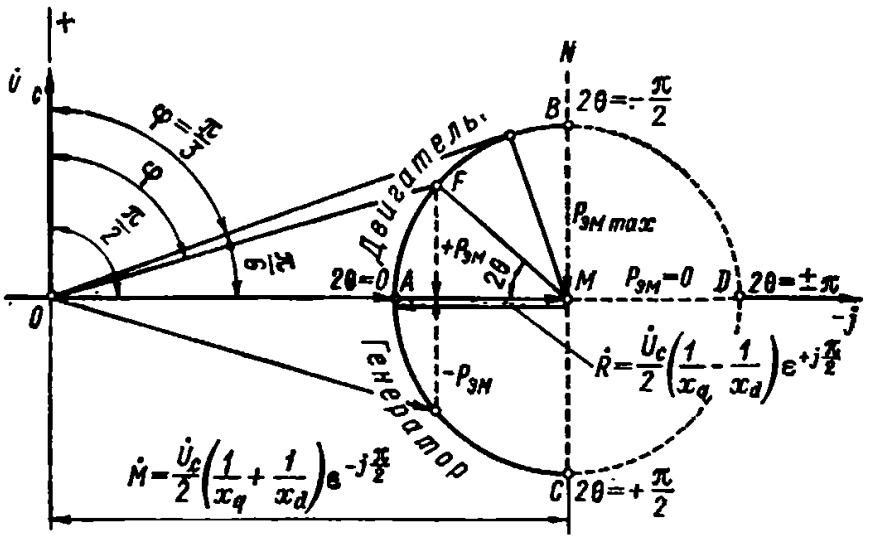


Рис. 12-21. Круговая диаграмма тока реактивной синхронной машины

каля. Построение этой диаграммы можно произвести следующим образом (рис. 12-23).

Направляем вектор напряжения U_c по вертикальной оси и откладываем от него вправо на угол $\pi/2$ вектор центра M.

При отсутствии возбуждения ($E_0=0$) явнополюсная машина превращается в реактивную машину, и уравнение (12-42) превращается в уравнение (12-48).

Откладывая от вертикального направления MN на угол $\pi/2$ влево вектор $\dot{R}_u$, получаем точку B положения конца вектора тока при $2\theta=0$. Описав радиусом R_u окружность K_r, получаем круговую диаграмму явнополюсной машины, работающей в режиме реактивной машины.

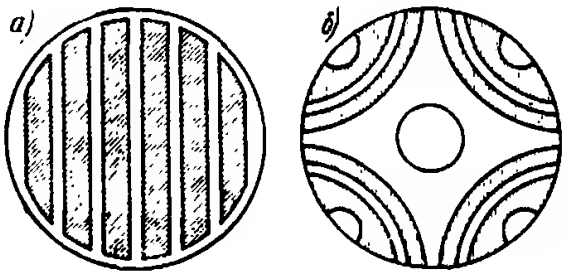


Рис. 12-22. Конструкции ротора реактивной синхронной машины: *а* — при $2p=2$; *б* — при $2p=4$

Отложив теперь от вертикального направления на угол $\pi/2$ влево вектор $\dot{R}_e$, получаем точку C положения вектора тока возбужденной явнополюсной машины при $\theta=0$.

При переходе машины в двигательный режим работы с определенным значением угла θ радиус-вектор $\dot{R}_u\varepsilon^{-j2\theta}$ повернется от горизонтального положения MB на угол 2θ против часовой стрелки

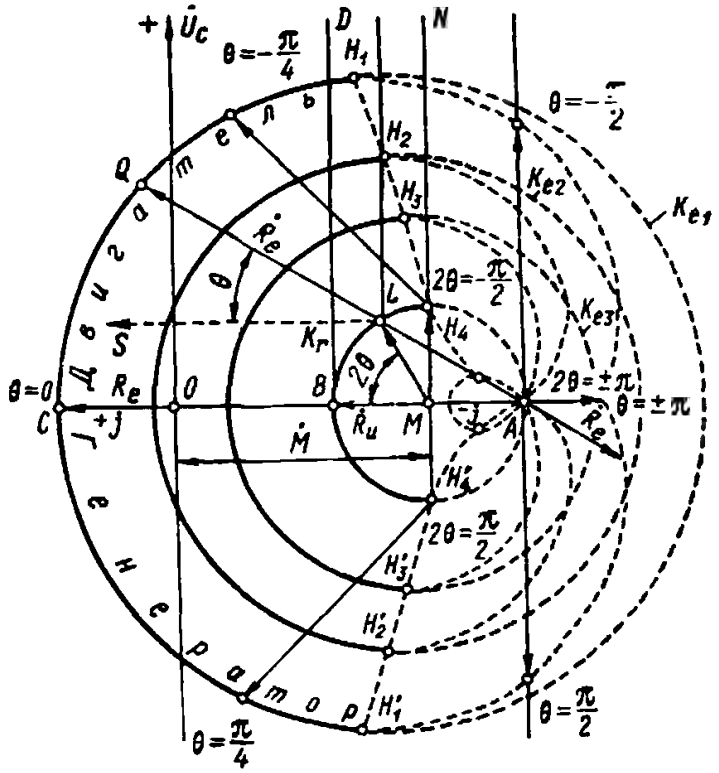


Рис. 12-23. Диаграмма тока явнополюсной синхронной машины

и займет положение ML, в то время как радиус-вектор $\dot{R}_e\varepsilon^{-j\theta}$ повернется от горизонтального направления LS также против часовой стрелки на угол θ и займет положение LQ. Точка Q и опреде-

ляет положение конца вектора тока при данном значении θ. Отсюда вытекает следующий метод построения диаграммы: точки L круга K_r реактивной машины, соответствующие различным значениям θ, соединяются прямой с точкой A этого круга, соответствующей углу $2\theta = \pm\pi$, и на продолжении этих прямых откладываются величины радиуса-вектора $R_e = LQ$.

Часть диаграммы тока, расположенная выше оси абсцисс, соответствует двигательному режиму, а ниже этой оси — генераторному режиму.

На рис. 12-23 представлены три диаграммы тока, соответствующие различным значениям э. д. с. E_0.

При уменьшении возбуждения диаграмма тока сжимается, и при $R_e < 2R_u$ внутри круга K_r появляется вторая, внутренняя, ветвь улитки Паскаля.

Мощность на зажимах машины P и электромагнитная мощность $P_{эм} = P$ из диаграммы рис. 12-23 определяются так же, как и из диаграмм рис. 12-18, 12-21, по величине перпендикуляра, опущенного из данной точки диаграммы на ось абсцисс. Масштаб мощности m_p при этом также равен $m_p = 3U_c m_i$.

Если точки H_1, H_2, H_3, H_4, H'_4, H'_3, H'_2 и H'_1, расположенные на диаграммах тока для различных значений E_0 и соответствующие максимальным значениям активной составляющей тока и мощности, соединить плавной кривой, то последняя представит собой линию устойчивости, и вправо от этой кривой будут располагаться неустойчивые режимы. В области устойчивой работы участки диаграмм тока мало отличаются от некоторых окружностей K_{e1}, K_{e2}, K_{e3}.

Глава тринадцатая

СИНХРОННЫЙ ДВИГАТЕЛЬ И СИНХРОННЫЙ КОМПЕНСАТОР

13-1. Физическое представление о двигательном режиме синхронной машины

В гл. 12 при рассмотрении параллельной работы синхронной машины с сетью была установлена возможность перевода ее из генераторного в двигательный режим при изменении знака угла θ между вектором э. д. с. $\dot{E}_0$ и вектором напряжения $\dot{U}$. В случае когда синхронная машина работает в режиме генератора, ведущим звеном является ротор, а ведомым — результирующий поток воздушного зазора на поверхности статора, вращающийся синхронно с ротором, в соответствии с чем ось потока ротора опережает ось потока Φ_δ на угол 0′, равный углу отставания внутренней э. д. с. $\dot{E}_\delta$, индуктированной результирующим потоком Φ_δ, от э. д. с. $\dot{E}_0$, индуктированной потоком возбуждения (см. рис. 9-1). При нагрузке угол θ′ отличается от угла θ между э. д. с. возбужде-

ния $\dot{E}_0$ и напряжением $\dot{U}$ на небольшую величину, обусловленную падением напряжения в активном сопротивлении и индуктивном сопротивлении рассеяния статора. Вследствие сказанного магнитные линии в воздушном зазоре при нагрузке направлены нерадиально и воображаемые магнитные полюсы статора сдвинуты относительно полюсов ротора, как показано для режима генератора на рис. 13-1, *а*.

Если уменьшать постепенно механическую мощность, подводимую к валу генератора от первичного двигателя, то угол θ и вместе с ним угол θ' начнут уменьшаться, в соответствии с чем начнет уменьшаться мощность, отдаваемая генератором в сеть, к которой он подключен.

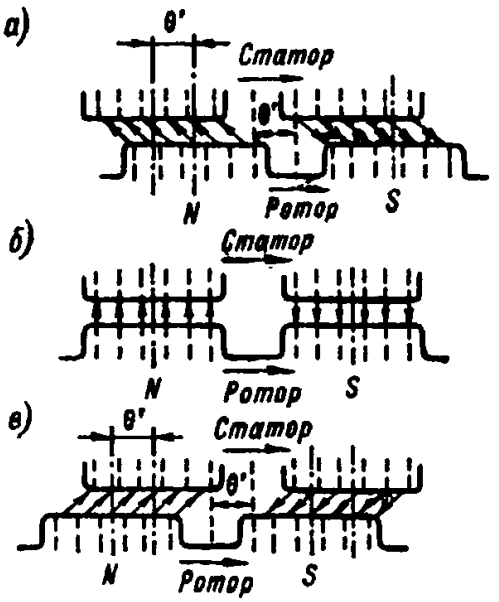


Рис. 13-1. Синхронная машина в режимах работы: *а* — генератора; *б* — холостого хода; *в* — двигателя

Когда угол θ и вместе с ним угол θ' станут равными нулю (рис. 13-1, *б*), генератор полностью разгрузится и от первичного двигателя к генератору будет подводиться мощность, необходимая для покрытия потерь при его холостом ходе. Если теперь полностью отсоединить первичный двигатель от вала генератора, то в этом случае угол θ' станет отрицательным, так как ротор начнет несколько отставать от потока статора, но машина будет продолжать вращаться синхронно с результирующим потоком Φ_δ. В этом случае потери холостого хода синхронной машины будут покрываться уже электрической энергией, поступающей из сети, и она будет работать в режиме холостого потока синхронного двигателя. Следовательно, в данном случае ведущим звеном является уже поток статора, а ведомым — ротор. Если нагружать теперь вал синхронной машины все увеличивающимся нагрузочным тормозящим моментом, то угол θ', ставший отрицательным, будет возрастать и соответственно будет увеличиваться развиваемая двигателем механическая мощность и электрическая мощность, потребляемая им из сети через статор (рис. 13-1, *в*).

Таким образом, если в генераторном режиме синхронная машина преобразовывала механическую мощность, получаемую от первичного двигателя, в электрическую мощность, отдаваемую в первичную сеть, соединенную с обмоткой статора, то в двигательном режиме, наоборот, синхронная машина преобразовывает электрическую энергию, получаемую из первичной сети, в механическую мощность, потребляемую рабочей машиной, соединенной с валом синхронной машины, сохраняя в обоих случаях синхронную скорость, определяемую частотой сети. Предельная мощность,

при которой может работать синхронный двигатель без выпадения из синхронизма, определяется, как и для генератора, предельной перегрузочной способностью.

Весьма серьезной и трудной задачей в применении синхронных двигателей является их пуск и синхронизация с питающей сетью.

13-2. Мощности и моменты синхронного двигателя

Пусть P_1 представляет собой электрическую мощность, подводимую к двигателю из сети. Часть этой мощности затрачивается на покрытие потерь в меди $p_{м.с}$ и стали $p_{с.с}$ статора, а остальная часть составляет электромагнитную мощность $P_{эм}$, передаваемую со статора на ротор. Следовательно,

$$P_{эм} = P_1 - p_{м.с} - p_{с.с}. \qquad (13\text{-}1)$$

Мощность $P_{эм}$, за вычетом механических потерь на трение и вентиляцию $p_{мх}$ и добавочных потерь на поверхности полюсных наконечников $p_д$, превращается в полезную мощность на валу двигателя P_2:

$$P_2 = P_{эм} - p_{мх} - p_д = P_1 - p_{м.с} - p_{с.с} - p_{мх} - p_д. \qquad (13\text{-}2)$$

Если возбудитель находится на одном валу с двигателем, то полезная мощность на валу агрегата двигатель—возбудитель уменьшается еще на величину мощности, потребляемой возбудителем.

Электромагнитный момент двигателя

$$M_{эм} = P_{эм}/\Omega_c, \qquad (13\text{-}3)$$

где $\Omega_c = 2\pi n$ — синхронная угловая скорость вращения ротора.

Поскольку переход из режима работы генератором в режим работы двигателем вызывается, как было отмечено, изменением знака угла 0 между вектором э. д. с. $\dot{E}_0$ и вектором напряжения $\dot{U}_c$, то выражения для мощностей и моментов для двигательного режима синхронной машины можно получить из соответствующих выражений для генератора, подставляя в них соответствующие отрицательные значения угла θ. При этом, однако, мощности и момент для двигательного режима получаются отрицательными, так как при выводе этих формул мощность генераторного режима принималась положительной.

Изменение знака мощности как раз и указывает на изменение направления потока энергии и на соответствующее изменение режима. Однако оперирование с отрицательными мощностями и моментами неудобно, и поэтому при рассмотрении синхронных двигателей мощности и моменты двигательного режима принимаются положительными. Для получения необходимого выражения для мощности или момента двигателя необходимо тогда в соответствующем выражении для генераторного режима заменить θ на $-\theta$ и изменить знак всей правой части выражения, принимая при этом угол 0 для двигательного режима уже положительным.

Таким образом, из соотношений (12-24) и (12-25) для неявнополюсного генератора получим для электрической мощности P_1 на зажимах статора неявнополюсного двигателя:

$$P_1 = \frac{mU_c}{z_d}[E_0 \sin(\theta - \alpha) + U_c \sin\alpha] \qquad (13\text{-}4)$$

и для его электромагнитной мощности $P_{эм}$:

$$P_{эм} = \frac{mE_0}{z_d}[U_c \sin(\theta + \alpha) - E_0 \sin\alpha]. \qquad (13\text{-}5)$$

При построении диаграмм э. д. с. синхронных машин потери в стали и добавочные потери не учитываются, вследствие чего они не учитываются также в выражениях для электрической и электромагнитной мощностей, что необходимо иметь в виду при пользовании этими выражениями.

Для явнополюсного синхронного двигателя, пренебрегая потерями в меди обмоток статора, получаем на основании формулы (12-11):

$$P_1 = P_{эм} = \frac{mE_0U_c}{x_d}\sin\theta + \frac{mU_c^2}{2}\left(\frac{1}{x_q} - \frac{1}{x_d}\right)\sin 2\theta. \qquad (13\text{-}6)$$

При учете потерь в меди статора для явнополюсного синхронного двигателя на основании формул (13-4) и (13-5) имеем:

$$P_1 = \frac{mU_c}{z_q}[E_q \sin(\theta - \alpha) + U_c \sin\alpha]; \qquad (13\text{-}7)$$

$$P_{эм} = \frac{mE_q}{z_q}[U_c \sin(\theta + \alpha) - E_q \sin\alpha], \qquad (13\text{-}8)$$

где

$$E_q = E_0 - I_d(x_d - x_q) \qquad (13\text{-}9)$$

представляет собой эквивалентную э. д. с. явнополюсной синхронной машины, если рассматривать ее как неявнополюсную с синхронным сопротивлением x_c, равным x_q рассматриваемой явнополюсной машины (см. рис. 9-6, где $E_q = OB$, а также рис. 13-2, *а*, *б*).

Соответствующим образом для коэффициента синхронизирующей мощности неявнополюсного синхронного двигателя с учетом потерь в меди статора на основании формул (12-25) для генератора имеем:

$$P_c = \frac{dP_{эм}}{d\theta} = \frac{mE_0U_c}{z_d}\cos(\theta + \alpha) \qquad (13\text{-}10)$$

и для явнополюсного двигателя

$$P_c = \frac{mE_qU_c}{z_q}\cos(\theta + \alpha). \qquad (13\text{-}11)$$

Для явнополюсного двигателя без учета потерь в меди статора получаем:

$$P_c = \frac{mE_qU_c}{x_q}\cos\theta + mU_c^2\left(\frac{1}{x_q} - \frac{1}{x_d}\right)\cos 2\theta. \qquad (13\text{-}12)$$

13-3. Диаграмма напряжений синхронного двигателя

На основании диаграммы э. д. с. для явнополюсной синхронной машины (рис. 9-6) не представляет трудности построить диаграммы э. д. с. для явнополюсных синхронных двигателей. При этом существует лишь то отличие, что при построении диаграммы э. д. с. синхронного двигателя строят на диаграмме не вектор $\dot{U}$ напряжения синхронной машины, с которым машина действует на сеть и которое является составляющей э. д. с. $\dot{E}_0$, а обратный по направ-

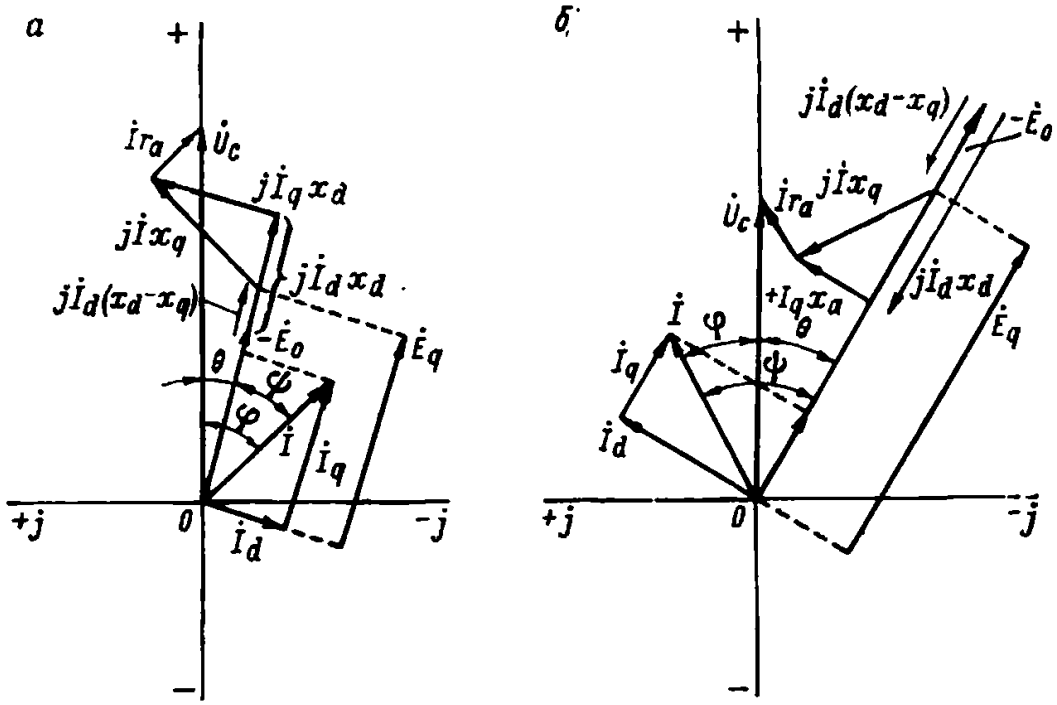


Рис. 13-2. Диаграммы напряжений недовозбужденного (*а*) и перевозбужденного (*б*) синхронного двигателя

лению вектор напряжения сети $\dot{U}_c$, с которым сеть действует на машину. Вектор напряжения сети $\dot{U}_c$ разлагают на составляющие падений напряжения, в результате чего на диаграмме получается вектор $-\dot{E}_0$, обратный по направлению вектору э. д. с. от потока возбуждения $\dot{E}_0$ и являющийся составляющей напряжения сети, уравновешивающей э. д. с E_0. При этом векторы $\dot{E}_0$ и $\dot{U}$ на диаграмме обычно не показываются.

На рис. 13-2, *а* дана векторная диаграмма для синхронного двигателя при токе нагрузки $\dot{I}$, отстающем от вектора приложенного напряжения $\dot{U}_c$ на угол φ, при котором двигатель является недовозбужденным и создает по отношению к напряжению сети $\dot{U}_c$ индуктивную составляющую тока $I \sin \varphi$. Таким образом, недовозбужденный двигатель потребляет из сети индуктивный ток и соответствующую реактивную мощность.

На рис. 13-2, *б* дана соответствующая диаграмма при токе нагрузки $\dot{I}$, опережающем вектор приложенного напряжения $\dot{U}_c$ на

угол φ, при котором двигатель является, наоборот, перевозбужденным и создает по отношению к напряжению сети $\dot{U}_c$ емкостную составляющую тока $I \sin \varphi$. Перевозбужденный двигатель, следовательно, потребляет из сети опережающий ток и отдает в сеть реактивную мощность.

13-4. Работа синхронного двигателя при питании от мощной сети

Рассмотрим работу синхронного двигателя при питании его от мощной сети ($U_c = \text{const}$, $f = \text{const}$) при условии, когда нагрузка на валу двигателя остается неизменной ($M = \text{const}$) и производится изменение тока возбуждения двигателя ($i_в = \text{var}$).

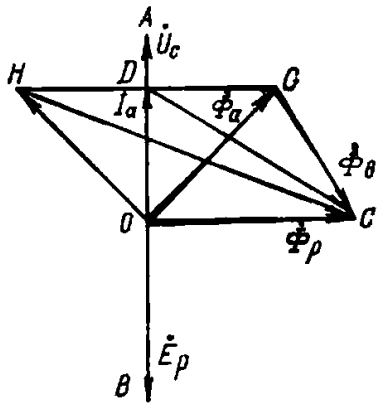


Рис. 13-3. Упрощенная диаграмма напряжений синхронного двигателя при $M = \text{const}$ и $i_в = \text{var}$

Работу синхронного двигателя в указанных условиях можно рассматривать аналогично соответствующему режиму синхронного генератора на основе упрощенной векторной диаграммы, при которой, пренебрегая активным сопротивлением обмотки статора, можно принять, что вектор приложенного напряжения $\dot{U}_c$ равен по величине и противоположен по фазе вектору э. д. с. $\dot{E}_р$ от результирующего потока $\Phi_р$, созданного совместным действием н. с. статора и ротора.

Поскольку $U_c = \text{const}$, то соответственно принимается $E_р = \text{const}$ и $\Phi_р = \text{const}$, а так как при $M = \text{const}$ соответственно и $P_1 = mU_c I \cos \varphi = \text{const}$, то, следовательно, и $I_a = I \cos \varphi = \text{const}$.

Упрощенная векторная диаграмма двигателя, построенная аналогично диаграмме генератора на рис. 12-16, представлена на рис. 13-3, где поток реакции якоря Φ_a пропорционален току якоря I и поток возбуждения $\Phi_в$ пропорционален току возбуждения $i_в$. При этом по рис. 13-3 для различных величин I и $\cos \varphi$ можно найти соответствующие значения $i_в$ и построить зависимость $I = f(i_в)$ и $\cos \varphi = f(i)_в$ для данной величины нагрузочного момента M и соответственно данной величины $I_a = I \cos \varphi$. Построения можно повторить для различных значений M от холостого хода до полной нагрузки. Так же как и для генератора, кривые имеют U-образный характер. При перевозбуждении двигателя получаются опережающие токи по отношению к напряжению сети, а при недовозбуждении — отстающие, в то время как относительно напряжения самого двигателя, наоборот, при перевозбуждении он работает с отстающим током, а при недовозбуждении — с опережающим током. В этом случае все обстоит точно так же, как и в генераторе. Разница заключается лишь в том, что для генератора отсчет сдвига по фазе тока принято производить

от вектора напряжения самого генератора $\dot{U}$, а для двигателя — обычно от обратного по направлению вектора напряжения сети $\dot{U}_c$.

Из сказанного выше следует, что синхронный двигатель можно рассматривать в качестве генератора реактивного тока — индуктивного по отношению к напряжению сети при недовозбуждении и емкостного — при его перевозбуждении.

Последнее свойство двигателей является весьма ценным и широко используется в настоящее время в промышленности. Так как асинхронные двигатели, являющиеся весьма распространенными приемниками электрической энергии, работают с отстающим $\cos\varphi$, то при установке параллельно с ними перевозбужденных синхронных двигателей можно компенсировать отстающую составляющую тока $I_a \sin\varphi_a$, вызываемую работой асинхронных двигателей, опережающей составляющей $I_c \sin\varphi_c$, получаемой при работе синхронных двигателей.

Если в результате

$$I_a \sin\varphi_a = I_c \sin\varphi_c,$$

то питающая двигатели энергосистема будет полностью разгружена от реактивных токов и будет работать в оптимальном режиме при $\cos\varphi = 1$.

Нужно отметить далее, что поскольку электромагнитная мощность синхронного двигателя

$$P_{эм} \approx \frac{mE_0U_c}{x_d} \sin\theta,$$

то при его перевозбуждении вследствие возрастания E_0 двигатель будет иметь увеличенную P_{max} и, следовательно, увеличенную перегружаемость. Необходимо, однако, заметить, что двигатель будет иметь бóльшую величину тока статора, поэтому двигатели, предназначенные для работы с перевозбуждением, являются соответственно несколько более тяжелыми и дорогими и их к. п. д. несколько меньше, чем у двигателей, предназначенных для работы при $\cos\varphi = 1$. Так как двигатели при данном габарите по условиям нагрева при перевозбуждении приблизительно сохраняют свою полную мощность $P = mU_cI$, то их полезная мощность $P_2 = \eta mU_cI\cos\varphi$ получается соответственно несколько уменьшенной.

Современные серийные синхронные двигатели выполняются для номинальных режимов работы при $\cos\varphi = 1$ и $\cos\varphi = 0{,}8$ (опережающем).

13-5. Рабочие характеристики синхронного двигателя

При работе синхронного двигателя от сети с $U_c = \text{const}$ и $f = \text{const}$ и при постоянном возбуждении его рабочие характеристики, представляющие собой зависимость первичной мощности P_1, тока статора I, к. п. д. η и коэффициента мощности $\cos\varphi$ от полезной мощности на валу P_2, имеют вид, показанный на рис. 13-4, где представлен случай, когда на холостом ходу $\cos\varphi = 1$. При возрастании нагрузки $\cos\varphi$ двигателя при $i_в = \text{const}$ несколько снижается. К. п. д. двигателя возрастает до некоторой максимальной величины

и затем начинает снижаться. Ток при холостом ходе и при $\cos\varphi=1$ весьма мал и соответствует потерям холостого хода; при возрастании нагрузки ток возрастает почти по прямолинейной зависимости.

На рис. 13-5 представлены характеристики $\cos\varphi=f\left(\frac{P_2}{P_н}\right)$ при разных значениях $\cos\varphi$ и холостом ходе. Можно отрегулировать режим синхронного двигателя путем изменения тока возбуждения таким образом, чтобы он имел $\cos\varphi=1$ при желаемой нагрузке. Кривая *1* на рис. 13-5 соответствует $\cos\varphi=1$ при холостом ходе, кривая *2* — $\cos\varphi=1$ при $P_2/P_н=0{,}5$ и кривая *3* — $\cos\varphi=1$ при $P_2/P_н=1{,}0$. Чем больше возбуждение синхронного двигателя, тем

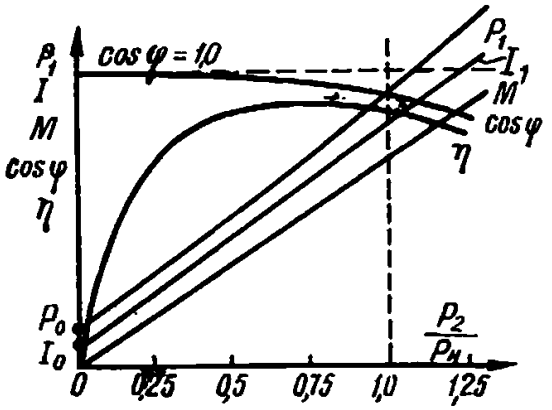


Рис. 13-4. Рабочие характеристики синхронного двигателя

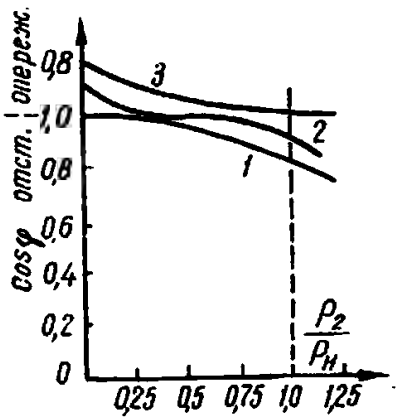


Рис. 13-5. Характеристики $\cos\varphi=f\ (P_2/P_н)$ при различных значениях тока возбуждения

больше получается величина опережающего тока холостого хода и при тем более высокой нагрузке достигается $\cos\varphi=1$.

Перегрузочная способность синхронного двигателя, как и для синхронного генератора, если пренебречь составляющей момента, вызванной явнополюсной конструкцией, равна:

$$k_п=\frac{1}{\sin\theta_н}.$$

В современных двигателях при номинальной нагрузке $\theta_н=20\div30°$, следовательно, $k_п=2\div3$.

13-6. Способы пуска в ход синхронного двигателя

А. Пуск в ход с помощью вспомогательного двигателя. Синхронный двигатель и синхронный компенсатор, который является по существу синхронным двигателем, работающим вхолостую в перевозбужденном режиме, могут включаться в сеть с помощью синхронизирующих устройств такими же способами, как и синхронный генератор. Для этого машина должна иметь на одном валу специальный пусковой двигатель, который мог бы разогнать ее до синхронной скорости, при которой возможно произвести синхронизацию машины с сетью. В качестве такого вспомогательного двигателя

в последнее время обычно применяется асинхронный двигатель сравнительно малой мощности на то же число полюсов, что и синхронная машина. С помощью этого двигателя синхронная машина приводится во вращение почти с синхронной скоростью, после чего производится включение ее на параллельную работу методом самосинхронизации. Ранее для этой цели применялся также асинхронный двигатель, имеющий число полюсов на одну пару меньше, чем синхронная машина. Поэтому двигатель мог разогнать ее даже несколько выше синхронной скорости. Если после этого отключался вспомогательный двигатель от сети, то агрегат начинал замедляться, проходя плавно через синхронную скорость, что позволяло произвести в нужный момент включение синхронной машины в сеть.

Недостатком данного способа является невозможность пуска двигателя под нагрузкой, так как нерационально иметь пусковой двигатель большой мощности, удорожающий и усложняющий установку. Поэтому данный способ сохранил применение главным образом для двигатель-генераторов, преобразующих переменный ток в постоянный, для которых имеется возможность пуска машиной постоянного тока с использованием генератора при пуске в двигательном режиме, а также для мощных синхронных компенсаторов.

Б. Частотный пуск. Синхронный двигатель может быть пущен в ход методом частотного пуска, когда частота подводимого к нему при пуске напряжения плавно изменяется от нуля до номинального значения. При этом двигатель вращается синхронно в течение всего периода пуска.

При пуске по этому методу двигатель получает питание от отдельного синхронного генератора, скорость которого изменяется с помощью первичного двигателя от нуля до номинальной. Возбуждение генератора и двигателя при этом методе пуска не может осуществляться с помощью собственных возбудителей на валу, так как при малых скоростях они не самовозбуждаются.

Чтобы двигатель мог начать вращаться синхронно, начиная с нулевой скорости, токи возбуждения генератора и двигателя должны быть отрегулированы надлежащим образом и скорость подъема частоты не должна быть слишком высокой. Изучение вопроса показывает, что генератор должен иметь в начальный период пуска по возможности большой ток возбуждения, а двигатель — такой ток возбуждения, чтобы при синхронных скоростях э. д. с. двигателя от тока возбуждения была примерно вдвое меньше э. д. с. генератора. С увеличением скорости вращения ток возбуждения двигателя необходимо увеличивать.

Частотный пуск синхронных двигателей применяется в специальных установках.

В. **Асинхронный пуск. Основные положения.** Синхронный двигатель, имеющий пусковую клетку на роторе (см. § 1-5), может пускаться в ход в качестве короткозамкнутого асинхронного двигателя. Асинхронный пуск является в настоящее время основным методом пуска синхронных двигателей.

Обмотка возбуждения синхронного двигателя при асинхронном пуске должна быть замкнута накоротко или через активное сопротивление, величина которого выбирается порядка десятикратной величины активного сопротивления самой обмотки возбуждения. Если бы обмотка возбуждения при пуске двигателя была разомкнута, то на ее зажимах из-за большого числа витков обмотки возбуждения, при пуске наводилось бы столь большое напряжение, что оно могло бы повести к пробою изоляции.

При асинхронном пуске обмотка статора синхронного двигателя включается в сеть переменного тока, в двигателе возникает вращающий момент (см. § 1-8), развивающий скорость, близкую к синхронной; двигатель вращается подобно асинхронному двигателю с некоторым скольжением или отставанием скорости по отношению к скорости вращающегося магнитного поля. Если теперь включить постоянный ток в обмотку возбуждения, то наличие полюсов неизменной полярности вызовет сильные периодические качания скорости ротора относительно его средней скорости, в результате чего возможно не только достижение в некоторые моменты синхронной скорости, но и кратковременные превышения ее.

Если двигатель достигает такой скорости, то после нескольких затухающих качаний около синхронной скорости он втягивается в синхронизм. Чем менее нагружен двигатель, тем меньше его скольжение относительно синхронной скорости и тем легче при подобных качаниях он достигает синхронизма. Явнополюсные двигатели на холостом ходу и при небольшой нагрузке нередко втягиваются в синхронизм даже без подачи возбуждения за счет реактивного момента. Наоборот, при нагрузке скольжение возрастает, и двигатель труднее входит в синхронизм, поэтому существует предельный тормозной момент, обусловливаемый так называемым входным вращающим моментом двигателя, при котором двигатель способен войти в синхронизм.

Таким образом, для синхронного двигателя, пускаемого в качестве асинхронного, характерны следующие три вращающихся момента:

1) пусковой вращающий момент $M_{\text{п}}$, развиваемый двигателем при неподвижном состоянии (скольжение $s=1$);

2) входной вращающий момент $M_{\text{в}}$, под которым понимается асинхронный момент, развиваемый двигателем при 95% синхронной скорости (скольжение $s=0{,}05$);

3) максимальный, или опрокидывающий, вращающий момент M_m, который соответствует максимальной мощности двигателя при синхронной скорости и номинальном напряжении и возбуждении и с превышением которого двигатель выпадает из синхронизма.

Согласно сказанному в § 1-10, вращающий момент асинхронного двигателя может быть выражен в следующем упрощенном виде:

$$M=\frac{kE_2^2sr_2}{r_2^2+(sx_2)^2}.$$

Напомним, что в этой формуле k — коэффициент пропорциональности; E_2 — э. д. с. ротора при $s=1$; s — скольжение; r_2 и x_2 — активное и индуктивное сопротивление рассеяния неподвижного ротора.

При скольжении $s=1$ имеем пусковой момент

$$M_{\text{п}}=\frac{kE_2r_2}{r_2^2+x_2^2}.$$

Максимальный (опрокидывающий) момент получается при скольжении $s=r_2/x_2$ и выражается в виде

$$M_m=\frac{kE_2}{2x_2}.$$

Более точное выражение для момента M_m асинхронной машины дается в § 20-3.

Таким образом, величина максимального момента не зависит от значения активного сопротивления пусковой обмотки r_2, от него зависит лишь то значение скольжения $s=s_m$, при котором величина момента вращения становится максимальной.

На рис. 13-6 представлены зависимости $M=f(s)$ при $x_2=$ $=\text{const}$ и разных значениях активного сопротивления ротора: $r_2'<r_2''<r_2'''$.

При $r_2=x_2$ (кривая *3* на рис. 13-6) пусковой ($s=1$) момент становится равным максимальному моменту.

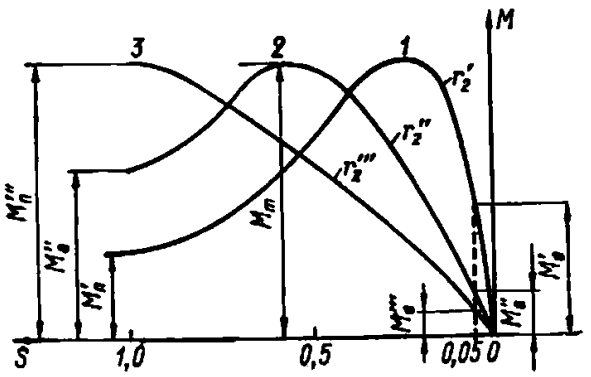


Рис. 13-6. Кривые вращающих моментов пусковой обмотки синхронного двигателя

В зависимости от условий работы и назначения привода требуются различные величины пусковых и входных моментов.

Для привода с моментом сопротивления, возрастающим с увеличением скорости, требуемый начальный момент невелик, а входной должен быть значительно больше. Например, для вентиляторов

$$M_{\text{п}}=(0{,}2\div 0{,}25)\,M_{\text{н}};\quad M_{\text{в}}=M_{\text{н}}.$$

Для привода с большим трением при малой скорости вследствие большой массы привода требуется повышенное значение пускового момента, но так как двигатель может включаться в синхронизм при холостом ходе привода, то входной момент может иметь пониженное значение. Например, для непрерывного нерегулируемого прокатного стана

$$M_{\text{ст}}=(0{,}5\div 1{,}0)\,M_{\text{н}};\quad M_{\text{в}}\approx 0{,}4M_{\text{н}}.$$

Так как обычно при высоком значении входного момента $M_{\text{в}}$ требуется пониженное значение пускового момента $M_{\text{п}}$ и, наоборот, при высоком значении пускового момента $M_{\text{п}}$ требуется понижен-

ное значение входного момента $M_в$, то изменение указанных соотношений может достигаться подбором материала пусковой клетки.

Для получения высоких значений пусковых моментов требуется повышенная величина активного сопротивления пусковой клетки и ее достаточная теплоемкость, для чего пусковую клетку выполняют из латуни, алюминиевой бронзы и тому подобных сплавов. Так как в этом случае вследствие повышенного сопротивления пусковой клетки получается повышенная величина скольжения s_m, то величина входного момента снижается и двигатель труднее входит в синхронизм. Наоборот, если выполнить пусковую клетку с малым сопротивлением — из красной меди, то двигатель будет иметь пониженное значение пускового момента и малое скольжение при работе в асинхронном режиме с установившейся скоростью вращения, вследствие чего повысится величина входного момента. Характер зависимости асинхронного момента пусковой клетки от скольжения s представлен на рис. 13-6 для первого случая в виде кривой *2*, для второго — в виде кривой *1*.

В табл. 13-1 представлены данные синхронных двигателей завода «Электросила» имени С. М Кирова 14-го габарита на разное число полюсов, напряжение 3000 *в* и $\cos\varphi=0{,}8$ (опережающий ток) при пуске двигателя от полного напряжения сети.

Таблица 13-1

Обозначение величины	Число полюсов $2p$						
	4	6	8	10	12	14	16
P, *квт*	360	285	220	182	148	115	93
$\frac{I_п}{I_н}$	5	5,2	5,1	4,6	4,0	3,9	3,8
$\frac{M_п}{M_н}$	2	2,3	2,4	2,6	1,8	1,4	1,3
$\frac{M_в}{M_н}$	0,72	0,9	0,85	0,8	0,75	0,78	0,8
$\frac{M_m}{M_н}$	2,05	2,2	2,25	2,25	2,3	2,5	2,5

Если желательно снизить величину пускового тока, то это может быть достигнуто путем уменьшения напряжения на зажимах двигателя при пуске. Величина пускового тока в двигателе умень-

шается при этом пропорционально напряжению на его зажимах, а величина пускового момента уменьшается пропорционально квадрату напряжения (см. § 20-6).

13-7. Особенности процесса асинхронного пуска синхронных двигателей

Рассмотрим более подробно физическую сторону процесса пуска двигателя в ход и вхождения его в синхронизм, учитывая наличие замкнутой обмотки возбуждения и несимметрию пусковой обмотки вследствие явнополюсной конструкции ротора.

А. **Одноосный момент при асинхронном пуске.** Трехфазный синхронный двигатель с замкнутой обмоткой возбуждения при отсутствии пусковой обмотки представляет собой в отношении пуска двигатель с трехфазной первичной обмоткой и однофазной вторичной обмоткой. Последняя создает однофазное пульсирующее поле, которое по общему правилу может быть разложено на прямо и обратно вращающиеся относительно роторной системы поля.

Пульсирующее поле ротора, имеющее частоту $f_2 = sf_1$, создает одно поле, вращающееся в направлении вращения ротора, а другое — вращающееся против направления вращения ротора. Скорость каждого из полей относительно ротора равна $n_1 - n$, где n_1 — скорость вращения поля статора и n — скорость вращения ротора.

Первое поле имеет относительно неподвижной статорной обмотки скорость вращения

$$n_{пр} = n + (n_1 - n) = n_1;$$

т. е. это поле вращается синхронно с полем, созданным статорной обмоткой при всех скоростях вращения ротора.

Второе поле имеет относительно неподвижной статорной обмотки скорость вращения

$$n_{об} = n - (n_1 - n) = 2n - n_1 = 2n_1(1 - s) - n_1 = n_1(1 - 2s).$$

Это поле создает в статорной обмотке ток, имеющий частоту

$$f' = pn_{об} = pn_1(1 - 2s) = f_1(1 - 2s),$$

причем при $s = 0{,}5$ частота $f' = 0$

Таким образом, при скорости вращения ротора, равной половине скорости вращения поля, создается обратносинхронное поле, неподвижное относительно статорной обмотки, т. е. имеющее частоту $f' = 0$.

Но если ротор имеет скорость несколько меньше, чем $n_1/2$, то в роторной обмотке индуктируется ток частоты

$$f_2 > f_1/2,$$

и поэтому созданное этим током обратносинхронное вращающееся поле будет вращаться относительно статорной обмотки в сторону, противоположную вращению ротора и основного вращающегося поля. Наоборот, если скорость вращения ротора будет несколько

выше, чем $n_1/2$, то $f_2<f_1/2$ и обратносинхронное поле будет вращаться в сторону вращения ротора и основного вращающегося поля. Если в обоих случаях скорость вращения ротора n будет мало отличаться от половины синхронной скорости $n_1/2$, то в статорной обмотке будут индуктироваться токи малой частоты, которые, вступая во взаимодействие с обратносинхронным полем ротора, будут создавать достаточно заметный дополнительный асинхронный вращающий момент.

В первом случае, когда $n<n_1/2$, этот дополнительный момент будет увлекать двигатель в направлении вращения ротора и поэтому будет носить характер двигательного момента, а во втором случае, когда $n>n_1/2$, этот момент будет действовать против на-

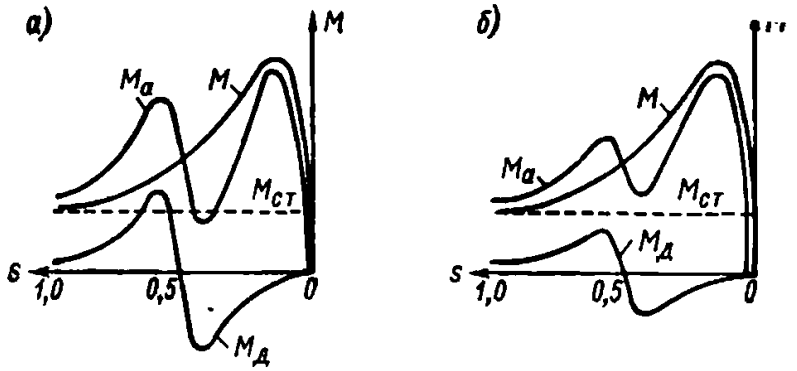


Рис. 13-7. Кривые вращающих моментов синхронного двигателя при асинхронном пуске с замкнутой накоротко (*а*) и через сопротивление (*б*) обмоткой возбуждения

правления вращения ротора и будет носить характер тормозящего момента. При $n=n_1/2$ обратносинхронное поле становится неподвижным относительно статорной обмотки; в ней не индуктируются дополнительные токи, и дополнительные моменты исчезают.

Вращающий момент, создаваемый прямым полем обмотки возбуждения, является двигательным при всех скольжениях — от $s=1$ до $s=0$. Однако величина этого момента в области $s=0{,}5$ также сильно снижается, так как при этом обратное поле обмотки возбуждения не заглушается дополнительными токами статора, вследствие чего результирующее индуктивное сопротивление обмотки возбуждения при $s=0{,}5$ велико и токи в ней уменьшаются.

В результате зависимость дополнительного вращающего момента обмотки возбуждения $M_д$ от скольжения имеет вид, изображенный на рис. 13-7, *а*. Вследствие такого характера вращающего момента обмотки возбуждения ротор двигателя при отсутствии пусковой обмотки даже при пуске без нагрузки не смог бы развить бóльшую скорость, чем половина синхронной скорости. Изложенное носит название явления одноосного включения.

При наличии пусковой обмотки и замыкании обмотки возбуждения накоротко одноосное включение проявляется в значительном искажении кривой результирующего момента M_a (рис. 13-7, *а*).

При большом статическом тормозящем моменте на валу $M_{ст}$ двигатель и в этом случае не сможет развить скорость, превышающую половину синхронной скорости. С другой стороны, пуск двигателя с разомкнутой обмоткой возбуждения недопустим вследствие индуктирования в обмотке возбуждения больших э. д. с., которые могут вызвать повреждение изоляции обмотки возбуждения, контактных колец и т. п., а также представить опасность для обслуживающего персонала. Поэтому при пуске двигателя со значительными нагрузками (примерно при $M_{ст}>0{,}35M_{н}$) необходимо замыкать обмотку возбуждения на время пуска через добавочное сопротивление. Для этой цели можно использовать сопротивление гашения поля, если таковое имеется (см. § 12-2).

При введении добавочного сопротивления в цепь обмотки возбуждения величина индуктируемого в ней тока снижается и вместе с тем уменьшается влияние момента обмотки возбуждения. Опыт показывает, что при пяти-десятикратном по отношению к сопротивлению обмотки возбуждения дополнительном сопротивлении явление одноосного включения настолько ослабляется, что практически исключается опасность «застревания» двигателя около скорости $n\approx n_1/2$. На рис. 13-7, *б* даны кривые моментов для случая включения добавочного сопротивления в цепь возбуждения. При этом момент обмотки возбуждения $M_{д}$ уменьшается и результирующий момент M_{a} на опасном участке получается выше момента сопротивления на валу $M_{ст}$, вследствие чего двигатель может благополучно разогнаться до скорости, близкой к синхронной.

Провал в кривой вращающего момента M, изображенной на рис. 13-7, вызывается также нессиметрией пусковой обмотки явнополюсного двигателя, так как вследствие этой несимметрии токи пусковой обмотки также создают магнитное поле, имеющее обратно вращающуюся составляющую. Однако если стержни пусковой обмотки замкнуты кольцами без разрезов, то это поле и его влияние относительно малы.

Б. Втягивание двигателя в синхронизм при асинхронном пуске. Рассмотрим теперь процесс вхождения двигателя в синхронизм. Под влиянием асинхронного момента двигатель при пуске под нагрузкой достигает приблизительно 95% синхронной скорости и дальше вращается со скольжением $s\approx 0{,}05$, отставая от скорости вращающегося поля.

Предположим сначала, что двигатель не имеет возбуждения постоянным током. Можно представить магнитное поле в виде системы полюсов постоянных магнитов, вращающихся с синхронной скоростью. В тот момент, когда оси явновыраженных полюсов ротора совпадают с осями полюсов вращающегося поля, происходит лишь их радиальное притяжение. Так как машина имеет всегда четное число полюсов, то все радиальные усилия уравновешивают друг друга, и поэтому в данном случае никакого результирующего эффекта не получается (рис. 13-8, *а*).

Предположим теперь, что полюсы ротора несколько отстают от полюсов вращающегося поля, вследствие чего получается неради-

альное усилие притяжения между полюсами. Это усилие может быть разложено на радиальную и тангенциальную составляющие (рис. 13-8, *б*). Первая будет уравновешена и не даст никакого эффекта, а тангенциальная составляющая, действующая в направлении вращения ротора, сообщит ему некоторое добавочное положительное ускорение, повышая его скорость вращения. Если же

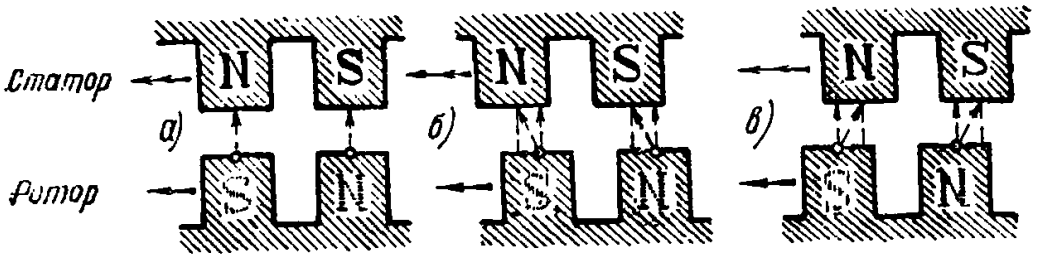


Рис. 13-8. К пояснению процесса вхождения невозбужденного синхронного двигателя в синхронизм

вследствие различных скоростей вращающегося поля и ротора полюсы ротора окажутся несколько впереди полюсов вращающегося поля (рис. 13-8, *в*), то, разлагая в этом случае усилие притяжения между полюсами на радиальную и тангенциальную составляющие,

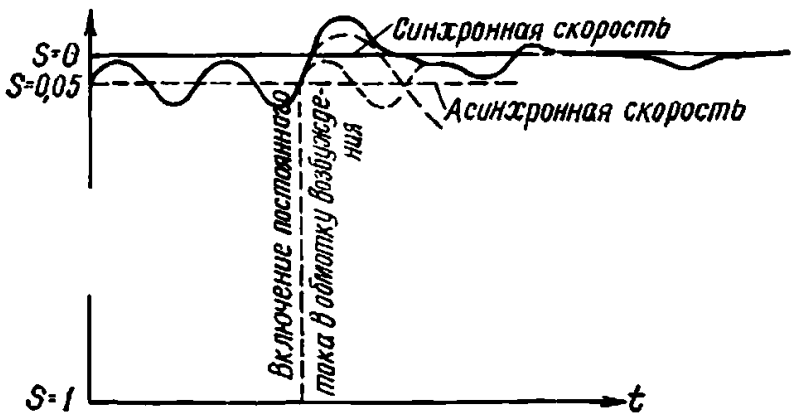


Рис. 13-9. Зависимость скольжения синхронного двигателя от времени пуска в случае, когда втягивания в синхронизм не происходит

получим, что последняя будет действовать в сторону, обратную вращению ротора, и поэтому вызовет появление отрицательного ускорения, уменьшающего скорость вращения ротора.

Таким образом, на среднюю скорость ротора будут накладываться положительные и отрицательные изменения его скорости вращения, вызывающие колебания скорости ротора под влиянием реактивного момента, появляющегося вследствие наличия явнополюсной системы на роторе (рис. 13-9, кривая *1*).

Если дать теперь ток в обмотку возбуждения (рис. 13-10), то полюсы ротора получат определенную полярность, и процесс коле-

баний будет происходить несколько иначе. В этом случае повышение скорости будет только тогда, когда отстающие полюсы ротора будут иметь противоположную полярность по отношению к опережающим полюсам вращающегося поля (рис. 13-10, *а*), а при одинаковой полярности этих полюсов будет происходить их отталкивание и замедление вращения ротора (рис. 13-10, *в*). Соответственно, если полюсы ротора будут опережать полюсы вращающегося поля, то при разноименных полюсах поля и ротора будет происходить их притяжение и понижение скорости ротора (рис. 13-10, *б*), а при одноименных полюсах — отталкивание и повышение скорости (рис. 13-10, *г*).

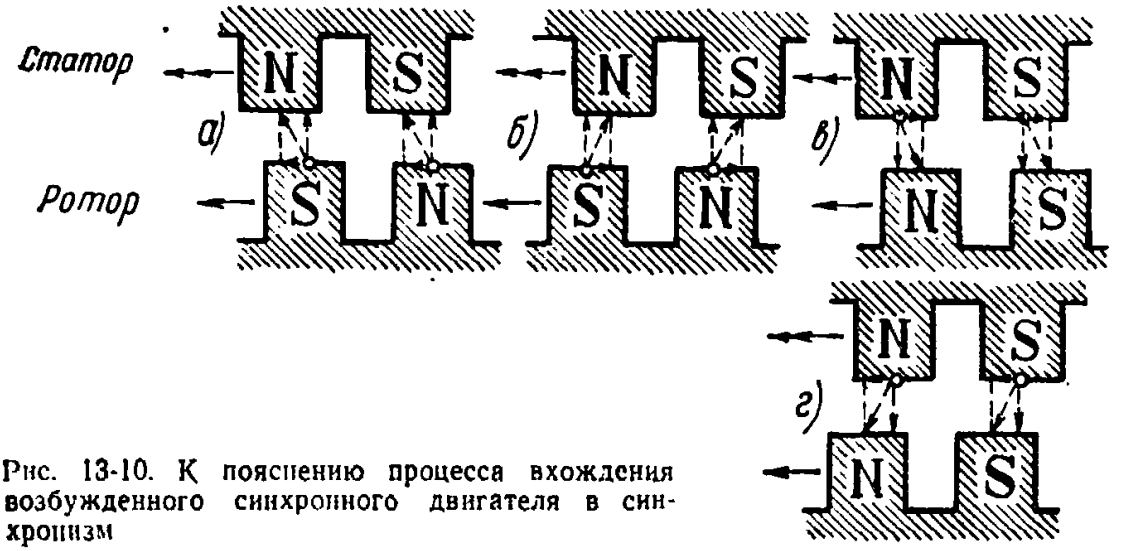


Рис. 13-10. К пояснению процесса вхождения возбужденного синхронного двигателя в синхронизм

Периодичность числа импульсов ускорения и замедления при наличии возбуждения будет в два раза меньше, чем при отсутствии возбуждения, поэтому период колебаний T будет в два раза больше (рис. 13-9, кривая *3*), чем в первом случае (рис. 13-9, кривая *1*). Вследствие большего времени и большей силы импульса повышение и понижение скорости будут значительнее, чем в первом случае, поэтому машина при качаниях около средней асинхронной скорости будет иметь больше шансов достигнуть в некоторые моменты синхронной скорости или даже ее превзойти. Результирующая кривая скорости при наличии явновыраженных полюсов (рис. 13-9, кривая *2*) имеет больший размах колебаний, чем при неявнополюсной системе, поэтому в первом случае возбужденная машина легче входит в синхронизм, чем во втором.

Если при этих колебаниях скорость ротора превзойдет синхронную, то дальше при его замедлении и прохождении через синхронную скорость начинает действовать синхронизирующий момент, удерживающий двигатель в синхронизме. В этом случае получаются быстро затухающие колебания (рис. 13-11). После затухания колебаний двигатель работает синхронно с повышенной устойчивостью, так как максимальный момент M_m данных синхронных двигателей, как показывает табл. 13-1, значительно выше входного момента $M_в$.

В. Динамика втягивания двигателя в синхронизм. Рассмотрим динамику процесса втягивания ротора двигателя в синхронизм несколько подробнее. Рассмотрим сначала действующие на ротор вращающие моменты.

С момента подачи в конце пуска тока возбуждения начинает действовать электромагнитный момент $M_{эм}$ от взаимодействия потока возбуждения с током статора. Этот момент определяется выражением (12-16). При этом следует иметь в виду, что ротор вращается несинхронно и поэтому угол θ между векторами э. д. с. $\dot{E}_0$ и напряжения $\dot{U}$ беспрерывно изменяется. Будем для простоты рассматривать неявнополюсный синхронный двигатель. Тогда выражение для момента $M_{эм}$ можно записать в следующем виде:

$$M_{эм} = M_m \sin\theta.$$

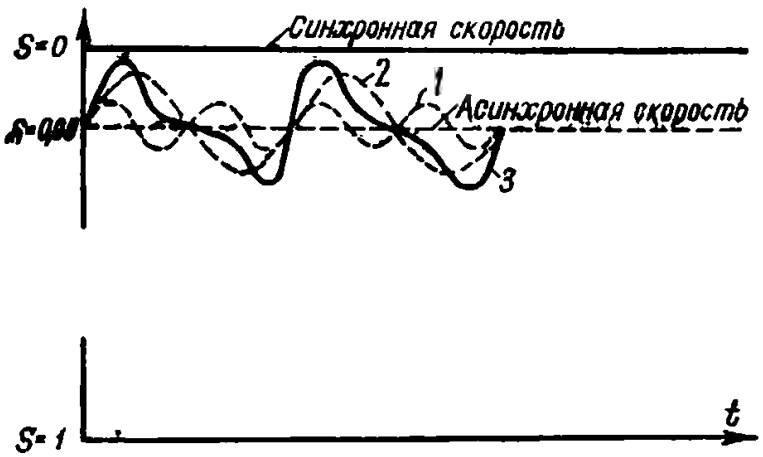


Рис. 13-11. Зависимость скольжения синхронного двигателя от времени пуска при асинхронном пуске с втягиванием в синхронизм

Кроме того, в период пуска на ротор, поскольку он вращается несинхронно с магнитным полем статора, действует уже рассмотренный выше асинхронный момент M_a (рис. 13-7), зависящий от скольжения s. Когда $s=0$, то угол $\theta=\text{const}$, и, наоборот, чем больше s, тем быстрее изменяется θ. Поэтому s пропорционально $d\theta/dt$, и поскольку при малых скольжениях s момент M_a изменяется практически пропорционально s (рис. 13-7), то выражение для этого момента можно записать в виде

$$M_a = K_a \frac{d\theta}{dt}.$$

На ротор действует также тормозящий статический момент привода M_0, который, вообще говоря, зависит от скорости вращения, но в рассматриваемом случае может быть принят постоянным, так как с момента подачи тока возбуждения ($s \approx 0{,}05$) скорость двигателя изменяется уже незначительно.

Величина

$$M_j = M_{эм} + M_a - M_0$$

представляет собой избыточный, или динамический, момент вращения, который обусловливает изменение скорости ротора и пропорционален ускорению ротора или $d^2\theta/dt^2$.

Рассмотрим теперь процесс втягивания двигателя в синхронизм с помощью рис. 13-12.

На рис. 13-12, *а* кривая момента $M_{эм}=M_m\sin\theta$ изображена синусоидой *1*. Если статический момент $M_{ст}=\text{const}=OA$, то его можно изобразить прямой AB, параллельной оси абсцисс. Эту прямую примем за ось, вниз от которой будем откладывать положительные асинхронные моменты M_a, а вверх — отрицательные.

Предположим, что до включения постоянного тока в обмотку возбуждения двигатель имеет некоторое постоянное скольжение s, развивая постоянный асинхронный момент M_a, уравновешивающий статический момент сопротивления на валу $M_{ст}=OA$. Включение постоянного тока может произойти в момент времени $t=0$, соответствующий любому мгновенному положению ротора относительно оси результирующего потока. Для упрощения рассуждений рассмотрим наиболее благоприятный момент времени включения — при совпадении указанных осей, т. е. при $\theta=0$. В этих условиях при $t=0$ электромагнитный момент $M_{эм}=M_m=\sin\theta=0$, и ротор двигателя в начальное мгновение не получает ускорения. Но так как двигатель вращается не синхронно, а со скольжением $s\neq 0$, в последующие моменты времени ротор начинает постепенно отставать от результирующего потока Φ_δ и угол θ соответственно возрастает, что приводит к появлению электромагнитного момента $M_{эм}>0$. Например, когда угол $\theta=OC$, то момент $M_{эм}=CF$. Возросший электромагнитный момент вызовет увеличение скорости двигателя, что приведет к уменьшению скольжения и соответственно к уменьшению асинхронного момента. Поэтому момент M_a, имевший при $\theta=0$ значение AO, теперь, при $\theta=OC$, станет равным $ED<AO$. Появившийся в результате избыточный момент $M_j=FD=M_{эм}+M_a-M_{ст}=CF+ED-CE$ придаст ротору ускорение, и скольжение s будет уменьшаться еще более.

Этот процесс будет продолжаться до тех пор, пока двигатель не достигнет синхронной скорости в точке H при $\theta=OG$, в которой электромагнитный момент $M_{эм}=GK$, асинхронный момент $M_a=0$ и $M_j=HK$. Поскольку избыточный момент HK и в этой точке остается положительным, он продолжает действовать на ротор ускоряющим образом, поэтому скорость ротора превысит далее синхронную скорость и он начнет вращаться быстрее результирующего потока Φ_δ. Вследствие этого угол θ начнет теперь уже уменьшаться, а скольжение s и соответственно асинхронный мо-

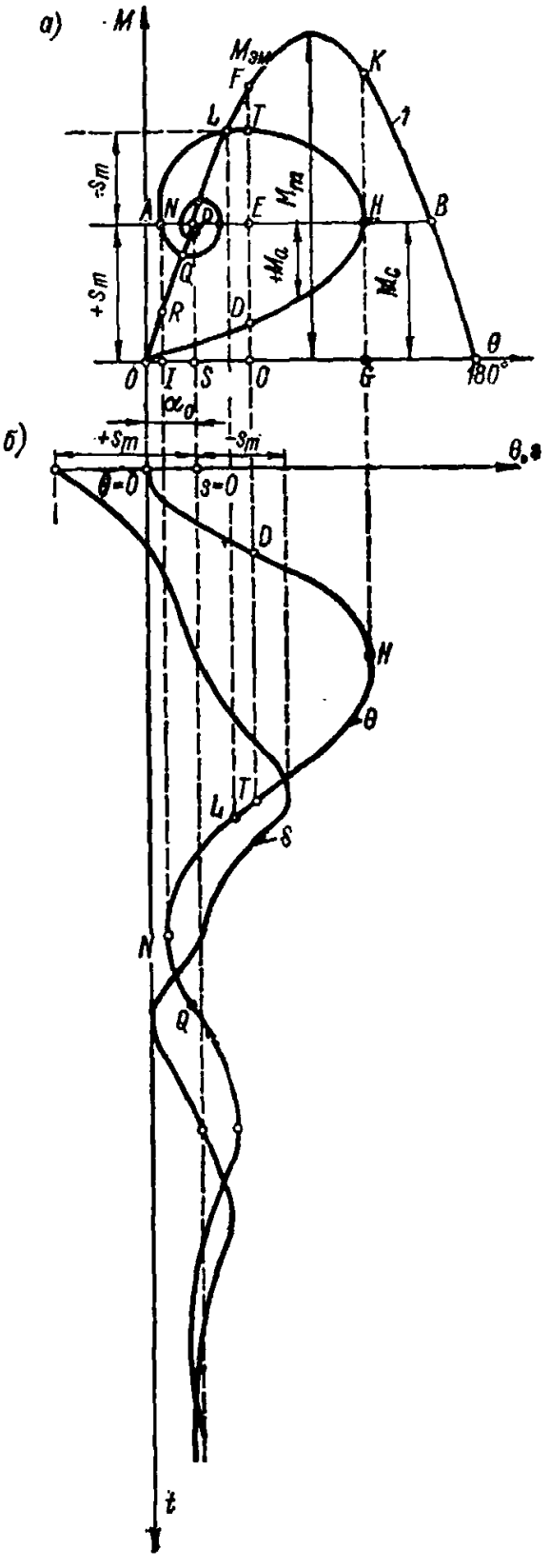


Рис. 13-12. Процесс вхождения синхронного двигателя в синхронизм при умеренной нагрузке на валу

мент станут отрицательными, поэтому асинхронный генераторный момент начнет оказывать тормозящее действие на движение ротора.

При возвращении ротора в положение, когда угол θ снова становится равным OC, электромагнитный момент $M_{эм}=CF$, асинхронный момент $M_a=ET$ и избыточный момент $M_j=CF-ET-CE=FT$ еще действует ускоряющим образом, пока в точке L на кривой элекромагнитного момента при угле $0=OS$ не наступит равновесие моментов и избыточный момент не станет равным нулю. Однако в этой точке, поскольку ротор имеет некоторое отрицательное скольжение, угол θ будет продолжать уменьшаться, пока в точке N ротор не достигнет снова синхронной скорости. Очевидно, в этой точке асинхронный момент снова станет равным нулю, но поскольку теперь электромагнитный момент становится равным IR, т. е. становится меньше статического момента $M_{ст}$, то разностный момент NR, действуя тормозящим образом, начинает снова увеличивать угол θ, пока в точке Q не наступит равновесие моментов.

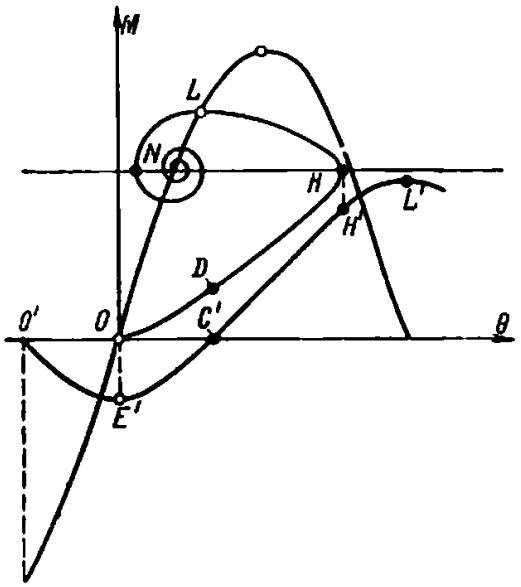


Рис. 13-13. Процесс вхождения синхронного двигателя в синхронизм при большой нагрузке на валу

Повторяя подобные рассуждения далее, можно получить спиральную кривую $ODIITLNQ$ (рис. 13-12), заканчивающуюся в точке P, в которой получается равновесие между электромагнитным моментом и статическим моментом, но уже при синхронной скорости ротора и при асинхронном моменте $M_a=0$. При этом процесс пуска и втягивания двигателя в синхронизм заканчивается, и двигатель оказывается вращающимся синхронно с результирующим потоком Φ_δ. На рис. 13-12, *б* изображены кривые зависимости угла θ и скольжения s от времени t, причем на кривой s нанесены точки D, H, T, ..., соответствующие точкам спирали (рис. 13-12, *а*).

При повышении статического момента скольжение, при котором работает невозбужденный двигатель, становится больше. Поэтому двигатель при включении тока возбуждения в наиболее благоприятный момент (при $\theta=0$) получит уже меньшее отрицательное скольжение, разгоняясь по кривой вида $ODHLN$ (рис. 13-13). Если же включение тока возбуждения происходит с некоторым опережением, например при угле $0=-60°$, то в этом случае в начальные моменты времени электромагнитный момент $M_{эм}$ имеет обратный знак, вследствие чего скольжение сначала будет возрастать и двигатель, разгоняясь по кривой $O'E'C'II'L'$ (рис. 13-13), может уже не достигнуть синхронной скорости и будет совершать колебания в асинхронном режиме по кривой вида, изображенного на рис. 13-9 (кривая *3*).

13-8. Способы асинхронного пуска

Основным методом пуска синхронных двигателей в настоящее время является асинхронный. Явнополюсные двигатели массовых серий снабжаются пусковой обмоткой на роторе и рассчитываются на прямой пуск от полного напряжения сети. Прямой пуск осуществляется всюду, где это допустимо с точки зрения воздействия пусковых токов на сеть и падение напряжений в ней, а также с точки зрения нагрева двигателя при пуске. В большинстве случаев двигатели мощностью до нескольких сотен киловатт, а нередко и двигатели мощностью в тысячу киловатт и более пускаются от полного напряжения сети.

В соответствии с общей тенденцией все больше упрощать операцию пуска синхронных двигателей в последнее время в СССР все шире внедряется их пуск методом самосинхронизации с подключенным возбудителем, расположенным на валу или пускаемым одновременно в случае его отдельного расположения. Опыт показывает, что при статическом моменте сопротивления на валу до значения $M_{ст} = (0{,}25 \div 0{,}35)\ M_н$ явление одноосного включения не препятствует нормальному пуску. В этом случае обмотка возбуждения подключается непосредственно к якорю возбудителя, который в процессе пуска самовозбуждается и обеспечивает втягивание двигателя в синхронизм в конце процесса. При пуске под большой нагрузкой обмотка возбуждения синхронного двигателя замыкается через активное сопротивление (при наличии сопротивления гашения поля оно используется в качестве такового, см. § 12-2); при достижении скорости, близкой к синхронной, обмотка возбуждения подключается к якорю возбудителя.

При необходимости снижения напряжения, подводимого к двигателю при пуске, применяется пуск при помощи включенного между сетью и двигателем реактора или автотрансформатора. Неявнополюсные синхронные двигатели с массивным ротором применяются только при высоких скоростях вращения 3000 *об/мин*, и в этих двигателях нет необходимости в специальной успокоительной обмотке, роль которой играет массивный ротор.

Асинхронный пуск неявнополюсных асинхронных двигателей с массивным ротором происходит в более тяжелых условиях, так как индуктируемые в массивном роторе токи протекают в тонком поверхностном слое ротора, вызывая значительный местный нагрев. Поэтому при пуске неявнополюсных двигателей чаще прибегают к понижению напряжения с соответствующим увеличением времени пуска, так как при этом температурное поле ротора становится более равномерным.

Как показывает табл. 13-1, кратность пускового тока $I_п/I_н$ при прямом пуске синхронных двигателей, как и при пуске асинхронных двигателей, имеет порядок 4—5. В том случае, когда не требуется больших пусковых моментов, кратность тока может быть снижена путем применения пусковых приспособлений, снижающих напряжение на зажимах двигателя при пуске, а именно автотрансформатора, реактора или обоих приспособлений вместе.

Пуск в ход с помощью автотрансформатора осуществляется по схеме рис. 13-14. В этом случае сначала включаются выключатели *1* и *3*, а переключатель *2* ставится в положение *а*; по достижении скорости, близкой к синхронной, переключатель *2* переводится в положение *б* и включается возбуждение, а выключатель *3* выключается.

Сопротивление R на схеме рис. 13-14 включено в цепь возбуждения при асинхронном пуске, при отключенном возбудителе, и ограничивает проявление одноосного включения.

Обозначим через $I_п$ величину пускового тока двигателя при прямом его включении в сеть и $I_{п.д}$ — при пуске через автотрансфор-

матор. Соответственно обозначим через $I_{п.с}$ пусковой ток первичной обмотки автотрансформатора.

При прямом пуске токи двигателя и сети будут равны, так как напряжение двигателя $U_д$ равно напряжению сети $U_с$:

$$I_п = U_с / z_к,$$

где $z_к$ — полное сопротивление двигателя при пуске.

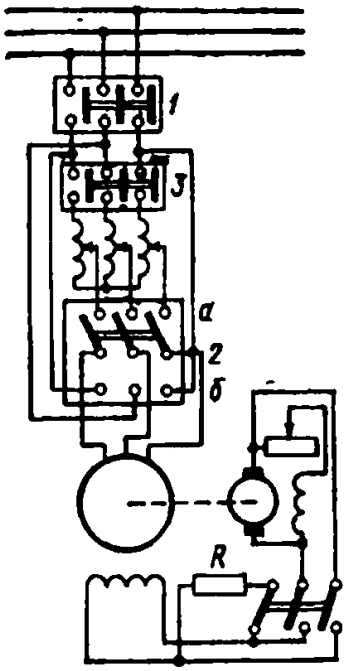


Рис. 13-14. Пуск синхронного двигателя с помощью автотрансформатора

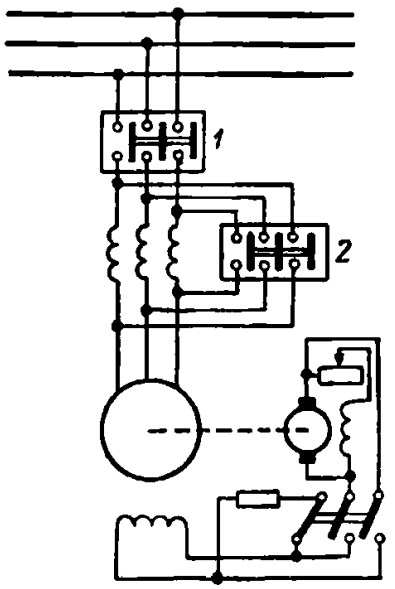


Рис. 13-15. Пуск синхронного двигателя через реактор

При пуске через автотрансформатор, вторичное напряжение которого равно $U_д$, имеем:

$$I_{п.д} = \frac{U_д}{z_к} = I_п \frac{U_д}{U_с}.$$

Для определения пускового тока сети можно исходить из равенства мощностей первичной и вторичной цепей автотрансформатора, пренебрегая падением напряжения и потерями в нем:

$$I_{п.с} U_с \approx I_{п.д} U_д,$$

откуда

$$I_{п.с} \approx I_{п.д} \frac{U_д}{U_с} = I_п \left(\frac{U_д}{U_с}\right)^2.$$

Вращающий момент при пуске через автотрансформатор $M_{п.д}$ уменьшится пропорционально квадрату приложенного напряжения.

Пропорционально напряжению уменьшатся как ток двигателя, так и его магнитный поток, и поэтому

$$M_{\text{п. д}} = M_{\text{п}} \left(\frac{U_{\text{д}}}{U_{\text{с}}}\right)^2.$$

Таким образом, при пуске через автотрансформатор пусковой момент двигателя и пусковой ток сети уменьшаются пропорционально квадрату напряжения $(U_{\text{д}}/U_{\text{с}})^2$, а пусковой ток в самом двигателе уменьшается пропорционально первой степени напряжения.

При пуске через реактор (рис. 13-15) напряжение на зажимах двигателя $U_{\text{д}}$ снижается вследствие падения напряжения в реакторе, и пусковой ток двигателя

$$I_{\text{п. д}} = I_{\text{п}} \frac{U_{\text{д}}}{U_{\text{с}}}.$$

Так как через двигатель и реактор проходит один и тот же ток, то

$$I_{\text{п. с}} = I_{\text{п. д}} = I_{\text{п}} \frac{U_{\text{д}}}{U_{\text{с}}}.$$

Пусковой момент двигателя снижается пропорционально $U_{\text{д}}^2$, поэтому

$$M_{\text{п.д}} = M_{\text{п}} \left(\frac{U_{\text{д}}}{U_{\text{с}}}\right)^2.$$

Таким образом, при пуске через реактор пусковой момент снижается пропорционально квадрату напряжения $(U_{\text{д}}/U_{\text{с}})^2$, пусковой ток двигателя снижается также пропорционально $U_{\text{д}}/U_{\text{с}}$, а не пропорционально $(U_{\text{д}}/U_{\text{с}})^2$, как в случае пуска через автотрансформатор.

Пуск синхронного двигателя через реактор проще и дешевле, но дает большие кратности пускового тока в сети.

Пуск синхронного двигателя по комбинированной схеме (рис. 13-16) применяется для мощных двигателей и при тяжелых условиях пуска. На рис. 13-16 изображена схема для реверсивного двигателя. По этой схеме пуск в ход синхронного двигателя производится в две ступени, причем на первой ступени применяется автотрансформатор, а на второй — реактор. При пуске по этой схеме получается такая последовательность операций: сначала замыкается выключателем *4* нулевая точка автотрансформатора, после чего замыкается выключатель *1* и один из выключателей *2* или *3* в зависимости от желаемого направления вращения двигателя (выключатель *2* меняет местами две крайние фазы по сравнению с выключателем *3*). В этом случае двигатель получает через автотрансформатор около 30% номинального напряжения. На этой ступени пуска все контакторы *К1*, *К2*, *К3*, *К4* в цепи возбуждения разомкнуты, поэтому обмотка возбуждения оказывается замкнутой на оба сопротивления *R1* и *R2*, играющих в этом случае роль токоограничивающих сопротивлений. После достижения двигателем 50—75% синхронной скорости специальное частотное реле размыкает нулевую точку автотрансформатора с помощью выключателя *4*, и автотрансформатор начинает работать как реактор, позволяющий получить на двигателе вторую ступень напряжения — около 70% номинального. При этой пусковой схеме двигатель

достигает 95% синхронной скорости, после чего специальное реле малой частоты, включенное в цепь возбуждения двигателя, замыкает контакторы *К3* и *К4*, шунтирующие часть сопротивления *R2*, и контакторы *К1* и *К2*, включающие в цепь возбуждения постоянный ток, в результате чего двигатель получает повышенное против номинального режима работы возбуждение и втягивается в синхронизм. После этого замыкается выключатель *5*, подающий к двигателю полное напряжение сети, и размыкается контактор K_4, вследствие чего увеличивается сопротивление цепи возбуждения и устанавливается ток возбуждения, соответствующий номинальному режиму.

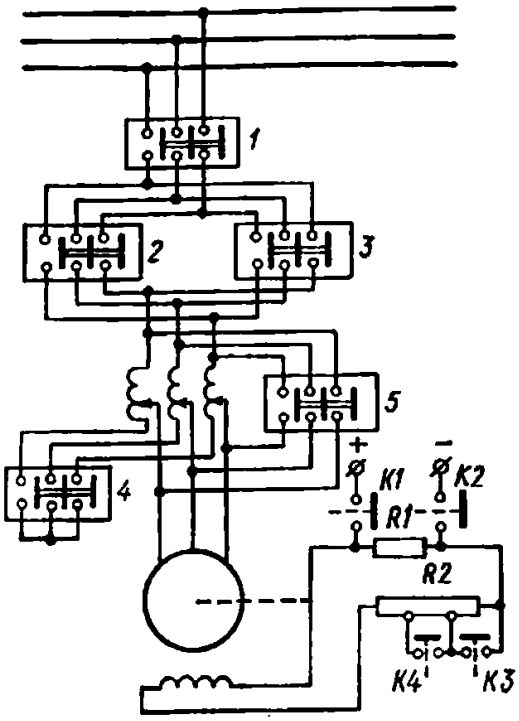


Рис. 13-16. Схема многоступенчатого пуска мощного синхронного двигателя с помощью автотрансформатора

На рис. 13-17 дана кривая изменения тока синхронного двигателя в 3000 *квт*, 83,7 *об/мин*, снятая самопишущим прибором при рассмотренном способе пуска. Первый толчок тока *1* соответствует включению через автотрансформатор на напряжение 0,32 U_c, второй толчок *2* — на 0,7 U_c, третий *3* — включению контакторами *К1* и *К2* тока возбуждения и четвертый *4* — переключению на полное напряжение сети. В схеме (рис. 3-16) только один выключатель *1* должен быть взят на полную разрывную мощность, но можно и не ставить выключатель 1; тогда выключатели *2* и *3* должны быть выбраны на полную разрывную мощность. Для нереверсивных двигателей необходимость в выключателях *2* и *3* отпадает. Преимущество пуска по комбинированной схеме по сравнению с описанным раньше пуском по схеме рис. 13-14 заключается в том, что переход от одной ступени напряжения к другой совершается без перерыва тока, что важно для мощных двигателей.

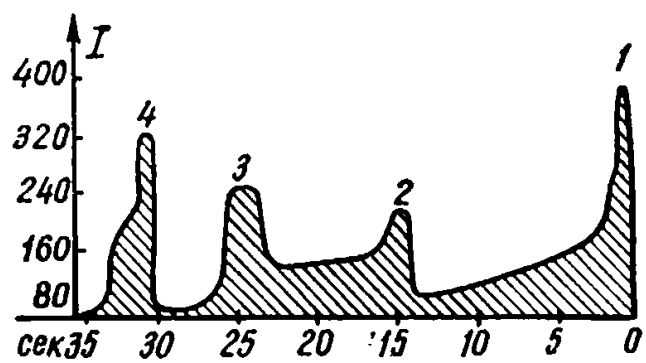


Рис. 13-17. Кривая изменения тока статора синхронного двигателя мощностью 3000 *квт*, 83,7 *об/мин* при пуске по схеме рис. 13-16.

Пример. Определить индуктивные и омические сопротивления обмоток для трехфазного синхронного двигателя с $2p=6$, $P_н=225$ *квт*, $S=310$ *ква*, $I_н=59{,}5$ *а*, $\cos\varphi$ (опережающий) $=0{,}8$; $U=3000$ *в*, $\eta=0{,}91$, $\alpha=0{,}722$.

Двигатель имеет статор со следующими данными, аналогичными данным для асинхронного трехфазного двигателя в примере гл. 2: $D_a=730$ *мм*, $D=525$ *мм*,

$l_0=364$ *мм*, $n_к \times b_к=6\times 10=60$ *мм*, $l=364-1/2\cdot 60=334$ *мм*, $q_1=5$, $Z_1=90$, $k_{об1}=0{,}957\cdot 0{,}951=0{,}91$, $\delta=2{,}6$ *мм*, $\Sigma\lambda_1=3{,}59$.

Число проводников в пазу $7\times 2=14$, число витков в фазе

$$w_1=\frac{90\cdot 14}{2\cdot 3}=210.$$

Индуктивное сопротивление обмотки статора

$$x_1=4\pi\cdot 50\cdot 1{,}26\cdot 10^{-8}\frac{33{,}4\cdot 210^2}{3\cdot 5}\cdot 3{,}59=2{,}78\ ом;$$

$$\tau=276\ мм;$$

$$A=\frac{I_н w_1 2m}{\pi D}=\frac{59{,}5\cdot 210\cdot 6}{\pi\cdot 52{,}5}=433\ а/см;$$

$$B_{\delta 1}=\frac{U_ф p}{4{,}44 f\cdot D l w_1 k_{об1}}=\frac{1730\cdot 3}{4{,}44\cdot 50\cdot 0{,}525\cdot 0{,}334\cdot 210\cdot 0{,}91}=0{,}7\ тл=7000\ гс;$$

$$z_н=\frac{U_ф}{I_н}=\frac{1730}{59{,}5}=29{,}1\ ом.$$

По формуле (8-28)

$$x_{ad}=2mf\frac{\mu_0 D l w_1^2 k_{об1}^2}{k_\delta k_\mu \delta p^2}k_d=2\cdot 3\cdot 50\cdot\frac{1{,}26\cdot 10^{-8}\cdot 52{,}5\cdot 33{,}4\cdot 210^2\cdot 0{,}91^2}{1{,}25\cdot 1{,}11\cdot 0{,}26\cdot 3^2}0{,}9=66\ ом;$$

$$k_\delta=1{,}25;\quad k_\mu=1{,}11;$$

$$\frac{\delta}{\tau}=\frac{2{,}6}{276}=0{,}0098\approx 0{,}01;\quad \frac{\delta_{max}}{\delta}=1{,}5.$$

По кривым рис. 8-8 и рис. 8-11 для $\alpha=0{,}722$:

$$k_d=0{,}9,\quad k_q=0{,}44,\quad k_{ad}=0{,}83,\quad k_{aq}=0{,}45;$$

$$x_{aq}=x_{ad}\frac{k_q}{k_d}=66\cdot\frac{0{,}44}{0{,}9}=32{,}2\ ом,$$

$$\underline{x}_{ad}=\frac{x_{ad}}{z_н}=\frac{66}{29{,}1}=2{,}28,\quad \underline{x}_{aq}=\frac{x_{aq}}{z_н}=\frac{32{,}2}{29{,}1}=1{,}1;$$

$$\lambda_{пз}=2\left[\frac{h_{m1}}{3c_{m1}}+\frac{h_{m2}}{c_{m2}}+\frac{h_{pm}}{c_p}+\frac{(l_p-l_0)+0{,}5h_m+0{,}125b_m}{2l_p}\right];$$

$$h_{m1}=70\ мм,\quad h_{m2}=8\ мм,\quad h_{pm}=12\ мм;$$

$$c_{m1}=90\ мм,\ c_{m2}=140\ мм;\quad c_p=70\ мм;$$

$$(l_p-l_0)=374-364=10\ мм,\quad b_m=114\ мм,\quad \lambda_{вз}=1{,}13.$$

По формуле (11-11б)

$$\underline{x}_{вз}=\left(\frac{4}{\pi}\right)^2\left(\frac{433}{\sqrt{2}}\cdot\frac{0{,}91}{7000}\right)0{,}83^2\cdot 2\cdot 1{,}13+\left(\frac{4}{\pi}\cdot 0{,}83\cdot 1{,}0-1\right)2{,}28=$$

$$=0{,}101+0{,}129=0{,}23;$$

$$x_{вз}=0{,}23\cdot 29{,}1=6{,}7\ ом.$$

По формуле (11-12)

$$\underline{x}_{dз}=8\cdot 1{,}26\cdot 10^{-6}\left(\frac{433\cdot 10^2\cdot 0{,}91}{\sqrt{2}\cdot 0{,}7}\right)\frac{1}{6}\cdot 1{,}91=0{,}128,$$

где $\lambda_d = 1{,}91$. Тогда

$$x_{ds} = 0{,}128 \cdot 29{,}1 = 3{,}73 \text{ ом};$$

$$\underline{x}_{qs} = 0{,}75 \cdot \underline{x}_{ds} = 0{,}75 \cdot 0{,}128 = 0{,}096;$$

$$x_{qs} = 0{,}096 \cdot 29{,}1 = 2{,}79 \text{ ом}.$$

Омическое сопротивление одной фазы статорной обмотки при 75° С

$$r_1 = 0{,}61 \cdot 1{,}24 = 0{,}755 \text{ ом}.$$

Омическое сопротивление обмотки возбуждения при 75° С, имеющей на полюс число витков $w_в = 42{,}5$ с сечением $q_в = 36{,}2$ мм² и длиной одного витка $l_в = 1103$ мм, равно для $2p = 6$:

$$r_{в\ 75°C} = 0{,}0217 \frac{42{,}5 \cdot 6 \cdot 1{,}103}{36{,}2} = 0{,}166 \text{ ом}.$$

Разрядное сопротивление выбирается равным десятикратному значению сопротивления самой обмотки возбуждения, поэтому

$$r_{в.д} = 0{,}166\,(1 + 10) = 1{,}82 \text{ ом}.$$

Омическое сопротивление обмотки возбуждения, приведенное к системе статора по формуле (8-42):

$$r'_в = r_{в.д} k_{в.с} = r_{в.д} \frac{2m}{\pi^2} \frac{w_1^2 k_{об1}^2}{p^2 w_в^2} k_{ad}^2 = 1{,}82 \cdot 2 \cdot 3 \left(\frac{210 \cdot 0{,}91 \cdot 0{,}83}{\pi \cdot 3 \cdot 42{,}5} \right)^2 = 1{,}56 \text{ ом}.$$

13-9. Синхронный компенсатор

Синхронный двигатель, работающий без нагрузки и потребляющий по отношению к напряжению сети реактивный опережающий или отстающий ток, носит название синхронного компенсатора. Эта машина применяется для улучшения $\cos\varphi$ и для регулирования напряжения линий передачи и сетей.

Для улучшения коэффициента мощности синхронный компенсатор работает в перевозбужденном режиме и поэтому потребляет из сети емкостный ток, компенсирующий отстающий ток асинхронных двигателей и трансформаторов. Это дает возможность разгружать питающие линии от индуктивных, отстающих токов, что снижает потери в сети и улучшает использование синхронных генераторов электрических станций.

При передаче энергии по линиям большой протяженности возникают затруднения в поддержании постоянства напряжения у приемных концов линий. При больших индуктивных нагрузках напряжение у потребителей получается значительно меньше напряжения генераторов; наоборот, при малых нагрузках под влиянием емкостных сопротивлений линий напряжение у потребителей может даже повышаться по сравнению с напряжением генераторов. Синхронный компенсатор, работающий при больших нагрузках в перевозбужденном режиме и при малых нагрузках в недовозбужденном режиме, позволяет поддерживать неизменным напряжение у приемных концов линий. Для поддержания постоянства напряжения применяют быстродействующие регуляторы напряжения, воздействующие на ток возбуждения компенсатора. Величина наи-

большего возможного опережающего и отстающего тока может быть определена по характеристике холостого хода компенсатора и по данным треугольника короткого замыкания (рис. 13-18). Наибольший возможный отстающий ток $I_{Lн}$, потребляемый из сети компенсатором, получается при нулевом значении тока возбуждения. В этом случае треугольник занимает положение $a_1b_1c_1$ — выше характеристики холостого хода. При перевозбужденном режиме треугольник занимает положение $a_2b_2c_2$ — ниже характеристики холостого хода. В этом случае максимальная величина реактивного тока $I_{Cн}$ может получиться больше, чем при недовозбужденном режиме, так как будет ограничена лишь нагревом активных частей компенсатора. Так как и ток возбуждения при потребляемом из сети опережающем токе больше, чем при отстающем, то условия нагревания компенсатора получаются более тяжелыми при опережающем токе. Поэтому номинальной мощностью компенсатора считается мощность для режима перевозбуждения.

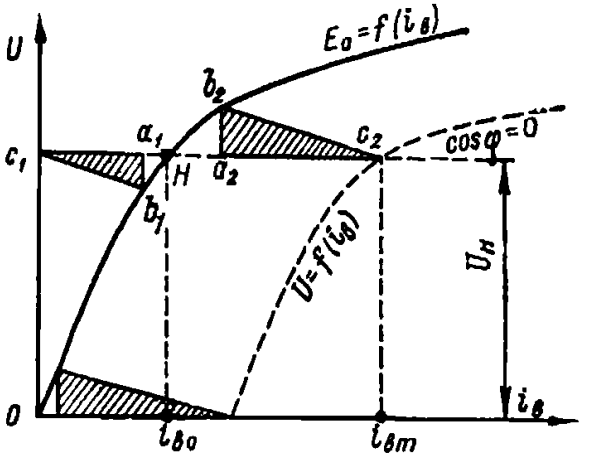


Рис. 13-18. Определение максимальных значений опережающего и отстающего тока синхронного компенсатора

Из рис. 13-18 следует, что

$$\frac{I_{Cн}}{I_{Lн}}=\frac{a_2c_2}{a_1c_1}=\frac{b_2c_2}{b_1c_1}\approx\frac{c_2H}{Hc_1}=\frac{i_{вm}-i_{в0}}{i_{в0}}.$$

Так как при $i_в=0$ также $E_0=0$, то

$$U_н=x_dI_{Lн},$$

где x_d — синхронное сопротивление по продольной оси.

Из приведенных соотношений находим:

$$I_{Lн}=\frac{U_н}{x_d};$$

$$I_{Cн}=\frac{U_н}{x_d}\left(\frac{i_{вm}}{i_{в0}}-1\right)=\frac{U_н}{x_d}(\vartheta_н-1),$$

где $\vartheta_н=i_{вm}/i_{в0}$ — кратность максимального тока возбуждения к току возбуждения, при котором ток статора минимален.

Следовательно,

$$I_{Cн}+I_{Lн}=U_н\frac{\vartheta_н}{x_d}.$$

Обычно в синхронном компенсаторе

$$\frac{I_{Lн}}{I_{Cн}}=\gamma_н=0{,}5$$

и, следовательно,

$$I_{Cн} + I_{Lн} = U_н \frac{\vartheta_н}{x_d} = 1{,}5 I_{Cн}.$$

Если по условиям работы линии передачи электрической энергии требуется иметь $\gamma_н > 0{,}5$, то необходимо уменьшить x_d, что может быть достигнуто путем увеличения воздушного зазора. Последнее обстоятельство, однако, влияет на $\vartheta_н/x_d$ почти в такой же степени, как и на x_d, вследствие чего отношение $\vartheta_н/x_d$ при увеличении зазора остается почти неизменным, т. е.

$$I_{Cн} + I_{Lн} = U_н \frac{\vartheta_н}{x_d} \approx \text{const}.$$

Следовательно, увеличение $\gamma_н$ путем изменения воздушного зазора (при той же максимально возможной н. с. обмотки возбуждения) имеет своим результатом уменьшение $I_{Cн}$, т. е. уменьшение использования компенсатора. С другой стороны, уменьшение $\gamma_н$ ниже 0,5 ведет к увеличению поверхностных потерь в полюсных наконечниках компенсатора. Опыт показывает, что значение $\gamma_н = 0{,}5$ является наиболее выгодным как в отношении потерь, так и в отношении стоимости компенсатора. Такие компенсаторы получили название стандартных.

Так как оптимум кривой зависимости этих условий от $\gamma_н$ имеет пологий характер, то, учитывая потребности электрических сетей, можно строить компенсаторы с $\gamma_н = 0{,}6$, почти не увеличивая их стоимости. Для разработанной в СССР серии синхронных компенсаторов $\gamma_н$ лежит в пределах 0,5—0,66.

Если при использовании стандартных компенсаторов ($\gamma_н = I_{Lн}/I_{Cн} = 0{,}5$) мы желаем при данном значении опережающего тока $I_{Cн}$ получать значение отстающих токов $I_н > I_{Lн} = \gamma_н I_{Cн} = 0{,}5\ I_{Cн}$, то мы, очевидно, должны использовать компенсатор в k раз большей мощности, и коэффициент его использования будет

$$k = \frac{I_{Lн}}{I_L} = \frac{I_{Lн} I_{Cн}}{I_{Cн} I_L} = \frac{\gamma}{\gamma_н},$$

где $\gamma = I_L/I_{Cн}$ — желаемое соотношение отстающего и опережающего токов.

Коэффициент использования k стандартных компенсаторов для разных γ имеет следующие значения:

γ	0,5	0,6	0,7	0,8	0,9	1,0
k	1,0	0,833	0,715	0,625	0,555	0,500

Очевидно, что при низких значениях k применение стандартных компенсаторов для $\gamma > 0{,}5$ нерационально.

В настоящее время от применения синхронного компенсатора для регулирования напряжения в сетях начинают отказываться,

так как при повышении напряжения сети компенсатор приходится недовозбуждать, вследствие чего ухудшается коэффициент мощности сети, поэтому для этой цели применяют трансформаторы с регулировкой напряжения под нагрузкой.

На предприятиях, потребляющих большой индуктивный ток, бывает выгодно использовать синхронные двигатели, работающие с перевозбуждением.

Основные данные современных отечественных синхронных компенсаторов приведены в табл. 13-2.

Таблица 13-2

Тип компенсатора	Номинальная мощность при опережающем токе, *Мв·а*	Напряжение, *кв*	Скорость вращения, *об/мин*	Потери при номинальной мощности, *квт*	Масса, *т*		Данные возбуждения		Пусковой ток $I_п/I_н$ при $U_п = U_н$
					ротора	общая	ток, *а*	напряжение, *в*	
С воздушным охлаждением									
КС 10000-6	10	6,3	1000	250	12,6	38,5	590	70	4,5
КС 15000-6	15	6,6	1000	330	17,5	49	560	105	6,0
КС 30000-11	30	10,5	750	613	44,5	100	600	170	5,4
С водородным охлаждением									
КСВ 50000-11	50	11	750	750	46	145	1150	150	4,0
КСВ 100000-11	100	11	750	1300	77	220	1350	230	5,2
КСВ 160000-15	160	15,75	750	—	108	310	—	—	—

Для пуска синхронных компенсаторов применяются те же способы, что и для синхронных двигателей. Пуск компенсатора по сравнению с пуском синхронных двигателей происходит в более легких условиях вследствие отсутствия механической нагрузки. Для облегчения условий пуска и уменьшения пусковых токов мощных синхронных компенсаторов их обычно снабжают масляными насосами, посредством которых перед пуском производят подкачку масла в подшипники. Пусковые токи в зависимости от требований сети составляют обычно 30—100% номинального тока и могут быть снижены до 20% при подкачке масла в подшипники. Время пуска компенсаторов обычно составляет 20—60 *сек*.

Синхронный компенсатор из-за пониженной величины воздушного зазора является сравнительно легкой и дешевой синхронной машиной с относительно малой величиной потерь (табл. 13-2).

Мощные синхронные компенсаторы (50—200 *Мв·а*) имеют водородное охлаждение и устанавливаются на открытом воздухе.

Для более мощных машин используется водяное охлаждение. В настоящее время фирмой ASEA изготовлен синхронный компенсатор 345 *Мв·а*, 18 *кв*, 900 *об/мин*, 60 *гц* с полным водяным охлаждением. Синхронный компенсатор аналогичной конструкции мощностью 350 *Мв·а* на 750 *об/мин* с водяным охлаждением разрабатывается в СССР на заводе «Уралэлектротяжмаш».

Глава четырнадцатая

НЕСИММЕТРИЧНЫЕ УСТАНОВИВШИЕСЯ РЕЖИМЫ РАБОТЫ ТРЕХФАЗНОГО СИНХРОННОГО ГЕНЕРАТОРА

14-1. Общие замечания

Несимметричная нагрузка трехфазного синхронного генератора возникает при неравномерном распределении однофазных приемников нагрузки в питающей сети, что приводит к несимметричному распределению токов по отдельным обмоткам фаз статора генератора. Так же как и при несимметричной нагрузке трехфазного трансформатора, в общем случае, если генератор имеет заземленную нейтраль, несимметричные токи в фазах статорной обмотки могут состоять из всех трех симметричных составляющих: прямого I_1, обратного I_2 и нулевого I_0 следования фаз.

При передаче электрической энергии через трансформатор и линию передачи заземление нейтрали практически осуществляется только на высоковольтной линейной стороне трансформатора, а нейтраль самого генератора заземляется через относительно большое активное сопротивление, определяемое условиями защиты генератора. В этом случае нулевые составляющие тока, возникающие в линии при однофазных ее замыканиях и двухфазных замыканиях на нейтраль, будут замыкаться только в линии и трансформаторах и не смогут попадать в генераторную цепь, в которой соответственно могут протекать практически только токи прямого и обратного следования фаз.

Несимметричная нагрузка может создаваться сравнительно мощными однофазными приемниками специфического характера, какими, например, являются электрические однофазные печи и однофазные электрические железные дороги, но и в этом случае путем соответствующего распределения однофазных приемников по фазам можно добиться того, что результирующая несимметрия нагрузки в генераторах будет относительно невелика.

Согласно ГОСТ 183-66 на электрические машины трехфазная система токов практически считается симметричной, если при ее разложении на системы токов прямой и обратной последовательности оказывается, что величина тока обратной последовательности не превышает 5% величины токов прямой последовательности. Согласно этому же ГОСТ допускается длительная несимметричная нагрузка турбогенераторов при разности токов в отдельных фазах до 10% и всех других генераторов и синхронных компенсаторов — при разности токов в фазах до 20%, причем токи в фазах не должны превышать номинального значения. Разнице токов в фазах в 10—20% соответствует максимальная величина токов обратной последовательности приблизительно 6—12%. По сравнению с ранее действовавшими в СССР заводскими нормами ГОСТ 183—66 допускает для явнополюсных синхронных генераторов в 2—$2^1/_2$ раза бо́льшую несимметричную нагрузку. Это до некоторой степени от-

вечает требованиям работников эксплуатации об увеличении допустимых несимметричных нагрузок, которые вызваны желанием увеличить надежность работы энергосистем и питания потребителей путем использования неполнофазных режимов (работа линий передач по двум фазам или двум фазам плюс земля) при необходимости производства ремонтных работ на одной фазе линии. При наличии заземленной нейтрали трансформатора отключение одной фазы линии дает уже около 17% тока обратного следования, но при изолированной нейтрали несимметрия получается еще больше.

Наличие несимметрии, обусловливающей токи обратного следования фаз порядка 10—15% и выше, приводит к ощутимой несимметрии напряжений, что неблагоприятно отражается на работе трехфазных асинхронных двигателей, у которых появляется обратно вращающееся поле, производящее тормозящее действие на движение ротора. С другой стороны, наличие заметных токов обратного следования в статорной обмотке синхронного генератора вызывает заметные потери в обмотке возбуждения, в полюсных наконечниках явнополюсных генераторов и теле ротора турбогенераторов, что снижает к. п. д. генератора. Для современных турбогенераторов с массивными роторами, в которых обмотки возбуждения уже в симметричных режимах имеют нагревы, допустимые только для самых высоких классов изоляции роторных обмоток, наличие токов обратного следования приводит прежде всего к необходимости некоторого снижения их мощности. Наличие заметных токов обратного следования в гидрогенераторах, не имеющих успокоительных обмоток, приводит к появлению шума и вибраций, которые могут неблагоприятно отражаться на прочности сварных швов, имеющихся в больших количествах в конструктивных частях современных гидрогенераторов, в связи с чем появляется необходимость устраивать успокоительные обмотки достаточной мощности.

При анализе явлений, имеющих место при несимметричных нагрузках и при коротких замыканиях синхронной машины, удобнее всего пользоваться методом симметричных составляющих, разлагая э. д. с., напряжения и токи на три симметричные составляющие: прямого, обратного и нулевого следования фаз. Каждая из этих систем характеризуется своими параметрами, т. е. индуктивными (x_1, x_2, x_0), активными (r_1, r_2, r_0) и полными (z_1, z_2, z_0) сопротивлениями соответствующего следования. В современных достаточно мощных синхронных генераторах величины активных сопротивлений по отношению к индуктивным весьма малы, поэтому в большинстве случаев z_1, z_2 и z_0 могут практически заменяться индуктивными сопротивлениями x_1, x_2 и x_0, а активные сопротивления r_1, r_2 и r_0 учитываются по существу только при определении соответствующих постоянных времени (см. ч. I, гл. 19).

В данном курсе основной задачей является выяснение физического смысла указанных параметров и методов их экспериментального определения, так как их расчет относится к задаче специальных курсов. Основными работами по теоретическим исследованиям

и физической интерпретации параметров машин переменного тока по методу симметричных составляющих являются работы Л. А. Ломоносовой, Е. А. Паля, Д. А. Городского и М. П. Костенко.

14-2. Сопротивления синхронной машины для токов различных последовательностей

А. Индуктивное и активное сопротивления прямой последовательности. Система токов прямого следования фаз создает в трехфазной синхронной машине, н. с. якоря, основная гармоническая которой вращается синхронно с ротором и поэтому не индуктирует в его обмотках никаких э. д. с., что соответствует работе генератора в режиме трехфазной симметричной нагрузки или в режиме трехфазного установившегося короткого замыкания. Отсюда следует, что индуктивное сопротивление прямого следования фаз x_1 равно значению синхронного продольного индуктивного сопротивления x_d или поперечного x_q, в зависимости от характера нагрузки, и угловому положению н. с. реакции относительно ротора. В частности, при симметричном установившемся коротком замыкании, когда реакция якоря действует по продольной оси ($r_a \approx 0$), индуктивное сопротивление прямого следования равно ненасыщенному значению продольного синхронного сопротивления x_d.

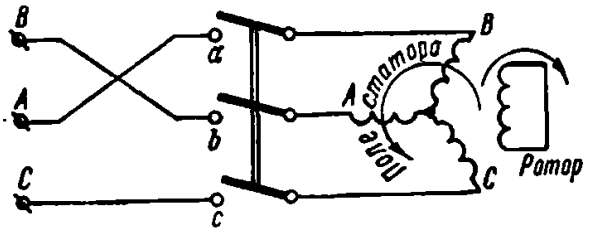


Рис. 14-1. Схема опыта с токами обратной последовательности в обмотке статора синхронной машины

Активное сопротивление прямого следования равно активному сопротивлению статорной обмотки.

Б. Индуктивное и активное сопротивления обратной последовательности. Для определения понятия индуктивного сопротивления обратной последовательности x_2 рассмотрим такие условия работы синхронной машины, когда ее ротор приведен во вращение с синхронной скоростью при короткозамкнутой обмотке возбуждения помимо возбудителя, а к обмотке статора приложено симметричное напряжение номинальной частоты, но обратной последовательности (рис. 14-1). В этом случае по обмотке статора будет протекать ток I_2, который является током обратной последовательности.

Н. с. статора от токов обратной последовательности I_2 создает поле, вращающееся относительно ротора с двойной скоростью в направлении, обратном по отношению к направлению вращения ротора. В этом случае обмотку статора синхронного генератора можно рассматривать как первичную обмотку трансформатора, а ротор, включая его обмотку возбуждения, успокоительные обмотки, полюсные наконечники и полюсные сердечники,— как вторичные, замкнутые накоротко обмотки трансформатора. То обстоятельство, что в обычном статическом трансформаторе поле, образо-

вание первичной и вторичной н. с., неподвижно в пространстве, а в синхронном генераторе оно вращается по отношению к статору с синхронной скоростью и по отношению к ротору с двойной синхронной скоростью, не нарушает принципа трансформаторного взаимодействия цепей статора и ротора.[1]

Действие обратносинхронного поля на систему обмоток ротора будет иным, чем действие синхронного поля реакции якоря. В то время, как последнее является неподвижным относительно поля возбуждения полюсов и образует вместе с ним результирующий поток, вращающийся также синхронно с ротором и определяющий результирующую э. д. с. прямого следования синхронной машины, обратносинхронное поле индуктирует в обмотках ротора токи двойной частоты, препятствующие проникновению этого поля в систему цепей ротора. Вследствие этого обратносинхронное поле в воздушном зазоре становится в основном потоком рассеяния обмоток некоторого замкнутого накоротко трансформатора. Обозначим индуктивное сопротивление рассеяния ротора от обратносинхронного поля, приведенное к статорной системе, через $x'_{\sigma в}$, индуктивное сопротивление рассеяния статорных обмоток — через $x_{\sigma a}$ и индуктивное сопротивление взаимоиндукции через воздушный зазор, равное при приведении параметров ротора к статорной системе сопротивлению реакции якоря (статора),— через x_a.

Индуктивное сопротивление x_2 синхронной явнополюсной машины не является постоянным и зависит от мгновенного положения оси полюсов по отношению к неподвижной системе статорных обмоток, так как индуктивные сопротивления рассеяния ротора и индуктивные сопротивления взаимоиндукции по продольной (x_{ad}) и поперечной (x_{aq}) осям ротора синхронной явнополюсной машины в общем случае не являются одинаковыми.

Пренебрегая влиянием относительно малых активных сопротивлений статора и ротора, получаем, как и для статического трансформатора, для синхронной машины, не имеющей успокоительной обмотки на роторе, результирующее индуктивное сопротивление короткого замыкания для момента времени совпадения оси обратносинхронного поля якоря с осью полюсов:

$$x_{2d} = x_{\sigma a} + \frac{1}{\frac{1}{x_{ad}} + \frac{1}{x'_{\sigma в}}} = x_{\sigma a} + \frac{x_{ad} x'_{\sigma в}}{x_{ad} + x'_{\sigma в}} = x_{\sigma a} + \frac{x'_{\sigma в}}{\sigma_{2в}} \approx x_{\sigma a} + x'_{\sigma в}, \quad (14\text{-}1)$$

где коэффициент рассеяния вторичной цепи

$$\sigma_{2в} = 1 + \frac{x'_{\sigma в}}{x_{ad}} \approx 1,$$

а в момент, когда ось обратносинхронного поля перпендикулярна оси полюсов и совпадает с поперечной осью:

$$x_{2q} = x_{\sigma a} + x_{aq}. \quad (14\text{-}2)$$

[1] Данный режим эквивалентен тормозному режиму трехфазного асинхронного двигателя, ротор которого вращается с синхронной скоростью против поля (скольжение $s=2$).

Среднее значение индуктивных сопротивлений x_{2d} и x_{2q} принимается равным среднему значению индуктивного сопротивления обратной последовательности:

$$x_2 = \frac{1}{2}(x_{2d} + x_{2q}) = x_{\sigma a} + \frac{x'_{\sigma в}}{2\sigma_{2в}} + \frac{1}{2} x_{aq}; \qquad (14\text{-}3)$$

Для синхронной машины, имеющей успокоительные обмотки по продольной и поперечной осям, для момента времени совпадения оси обратносинхронного поля якоря с осью полюсов имеем:

$$x_{2d} = x_{\sigma a} + \frac{1}{\frac{1}{x_{ad}} + \frac{1}{x'_{\sigma в}} + \frac{1}{x'_{\sigma y d}}} = x''_d, \qquad (14\text{-}4)$$

а для момента времени, когда ось обратносинхронного поля совпадает с поперечной осью:

$$x_{2q} = x_{\sigma a} + \frac{1}{\frac{1}{x_{aq}} + \frac{1}{x'_{\sigma y q}}} = x''_q. \qquad (14\text{-}5)$$

Индуктивные сопротивления рассеяния успокоительных обмоток $x'_{\sigma y d}$ и $x'_{\sigma y q}$ обычно малы по отношению к $x_{\sigma a}$, $x'_{\sigma в}$, x_{ad} и x_{aq}, поэтому в первом приближении при наличии успокоительных обмоток:

$$x_{2d} \approx x_{\sigma a} + x'_{\sigma y d} \approx x_{\sigma a}; \quad x_{2q} \approx x_{\sigma a} + x'_{\sigma y q} \approx x_{\sigma a},$$

и, следовательно, в данном случае ориентировочно

$$x_2 = \frac{1}{2}(x'_{2d} + x_{2q}) \approx x_{\sigma a}.$$

Если заглушение обратносинхронного поля отсутствует (ротор выполнен из листовой стали, обмотка возбуждения разомкнута или включена на весьма большое сопротивление, успокоительные обмотки отсутствуют) и магнитное сопротивление воздушного зазора неизменно (неявнополюсная машина, $x_{ad} \approx x_{aq}$), то обратносинхронное поле якоря будет иметь такую же величину, как и синхронное поле реакции якоря при работе машины в качестве трехфазного генератора, и поэтому $x_2 = x_d$.

Таким образом, в общем случае x_2 может находиться в пределах $x_{\sigma a} < x_2 < x_d$.

Активное сопротивление обратной последовательности r_2, соответствующее трансформаторной связи цепей статора и ротора через обратносинхронное поле, равно практически, так же как и для трансформатора, сумме активных сопротивлений цепей статора и ротора, причем для активных сопротивлений роторных цепей должно быть учтено, так же как и для асинхронной машины, скольжение ротора относительно обратносинхронного поля, равное $2-s$. Нужно отметить при этом, что активным сопротивлением обмотки возбуждения $r_в$ при наличии успокоительных обмоток можно пре-

пебречь, так как, с одной стороны, активное сопротивление обмотки возбуждения значительно меньше активного сопротивления успокоительных обмоток, а с другой стороны, индуктивное сопротивление обмотки возбуждения, наоборот, значительно выше.

Таким образом, при наличии успокоительной обмотки, принимая ее сопротивления по продольной и поперечной осям равными ($r_{yd}=r_{yq}=r_y$), имеем:

$$r_2 \approx r_a + \frac{r'_y}{2-s}, \tag{14-6}$$

а при синхронной скорости вращения ротора ($s=0$)

$$r_2 = r_a + \frac{r'_y}{2} \tag{14-7}$$

и при неподвижном роторе ($s=1$)

$$r_2 \approx r_a + r'_y. \tag{14-8}$$

При отсутствии успокоительных обмоток при $s=0$

$$r_{2d} \approx r_a + \frac{r'_в}{2}; \quad r_{2q} \approx r_a,$$

и среднее значение активного сопротивления обратной последовательности

$$r_2 = \frac{1}{2}(r_{2d}+r_{2q}) \approx r_a + \frac{r'_в}{4};$$

но так как $r'_в/4$ заметно меньше, чем r_a, то приближенно можно принять для этого случая $r_2 \approx r_a$.

Заметим, что $r'_в$ и r'_y представляют собой приведенные к обмотке статора значения сопротивлений обмотки возбуждения и успокоительной.

Наиболее просто сопротивления обратного следования могут быть определены экспериментально путем предварительного определения так называемых сверхпереходных сопротивлений z_d'', z_q'', r_d'' и r_q'' методом питания двух фаз обмотки статора от однофазной цепи при неподвижной машине и замкнутой накоротко обмотке возбуждения (рис. 14-2). В этом опыте через обмотку статора пропускается ток порядка $I \approx 0{,}25 I_н$ нормальной частоты и поддерживается постоянное напряжение на зажимах при различных угловых положениях ротора. В данном случае синхронная машина работает в режиме статического трансформатора с замкнутой накоротко вторичной цепью, у которого трансформаторные связи первичной и вторичной цепей будут изменяться вместе с поворотом ротора.

При постоянном напряжении на зажимах ток статора не остается постоянным, а достигает максимального значения, когда ось обмотки возбуждения совпадает с осью результирующего потока статорной обмотки, т. е. когда угол между этими осями $\gamma=0$

(рис. 14-2, *а*), и минимального значения, когда эти оси становятся перпендикулярными, т. е. при $\gamma=90°$ (рис. 14-2, *б*). Хотя экранирующее действие роторных цепей сказывается и при $\gamma=90°$, но так как при $\gamma=0$ оно больше, то в этом случае ток возрастает по сравнению с его значением при $\gamma=90°$. Ток в обмотке возбуждения соответственно будет максимальным при $\gamma=0$ и минимальным при $\gamma=90°$. Параметры для данных опытов подсчитываются, так же

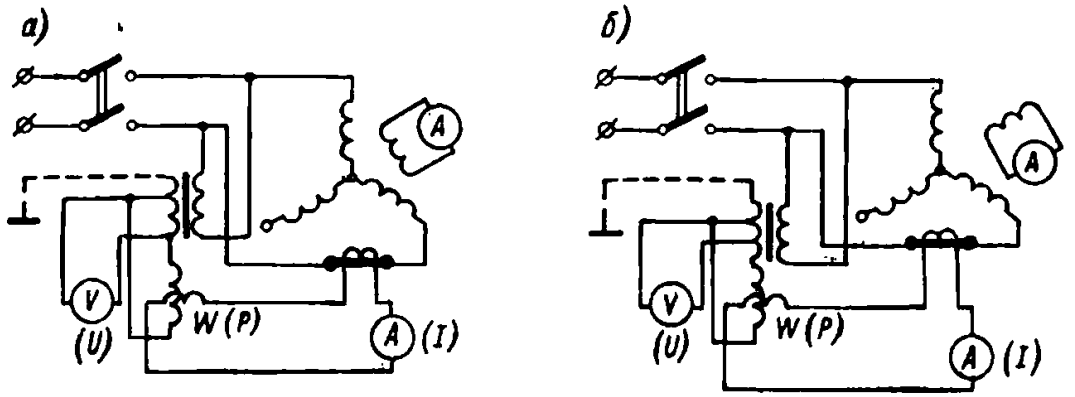


Рис. 14-2. Схема опытов с питанием двух фаз для определения продольных (*а*) и поперечных (*б*) сверхпереходных сопротивлений при неподвижном роторе

как и в случае короткого замыкания трансформатора, по фазным значениям напряжения, тока и мощности:

$$z''_d=\frac{U}{2I_{max}},\quad z''_q=\frac{U}{2I_{min}},$$

$$r''_d=\frac{P_d}{2I^2_{max}},\quad r''_q=\frac{P_q}{2I^2_{min}},$$

$$x''_d=\sqrt{z''^2_d-r''^2_d},\quad x''_q=\sqrt{z''^2_q-r''^2_q},$$

$$x_2=\frac{1}{2}\left(x''_d+x''_q\right),\quad r_2=\frac{1}{2}\left(r''_d+r''_q\right).$$

В. Индуктивное и активное сопротивления нулевой последовательности. Если привести ротор синхронной машины во вращение с синхронной скоростью при замкнутой накоротко обмотке возбуждения, а к обмотке статора, все три фазы которой соединены последовательно (рис. 14-3), приложить однофазное напряжение номинальной частоты, то по обмоткам всех трех фаз будет протекать один и тот же ток по величине и фазе, который согласно определению будет являться током нулевой последовательности I_0. Приложенное к обмоткам напряжение U_0, если пренебречь сопротивлением $3r_0=3r_a$ обмоток статора из-за его относительной малости, будет уравновешиваться суммой э. д. с. нулевой последовательности всех трех фаз обмотки, и, следовательно,

$$U_0\approx 3I_0x_0,$$

откуда

$$x_0 \approx \frac{U_0}{3I_0}.$$

Для системы нулевой последовательности токи во всех фазах обмотки статора машины равны по величине и совпадают по фазе, поэтому сдвинутые на 120 эл. градусов в пространстве основные гармонические н. с. всех трех фаз не образуют вращающего магнитного поля, а полностью компенсируют друг друга таким образом, что их результирующее поле основной гармонической в воздушном зазоре становится равным нулю. Следовательно, основные гармонические н. с. токов нулевого следования не могут создавать поля реакции якоря, а вызывают лишь поля рассеяния статорной обмотки. Аналогично и н. с. гармонических порядка 5, 7, 11, 13 и т. д. трех фаз взаимно уравновешивают друг друга. Третьи гармонические н. с. токов нулевой последовательности трех фаз складываются друг с другом и создают при определенных положениях ротора (рис. 14-4, *а*) небольшие потоки, которые сцепляются с его обмоткой возбуждения и при синхронной скорости

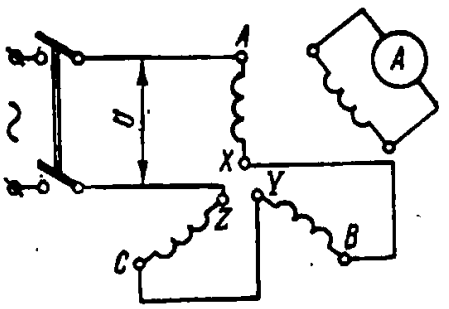


Рис. 14-3. Схема опыта с токами нулевой последовательности в обмотке статора синхронной машины

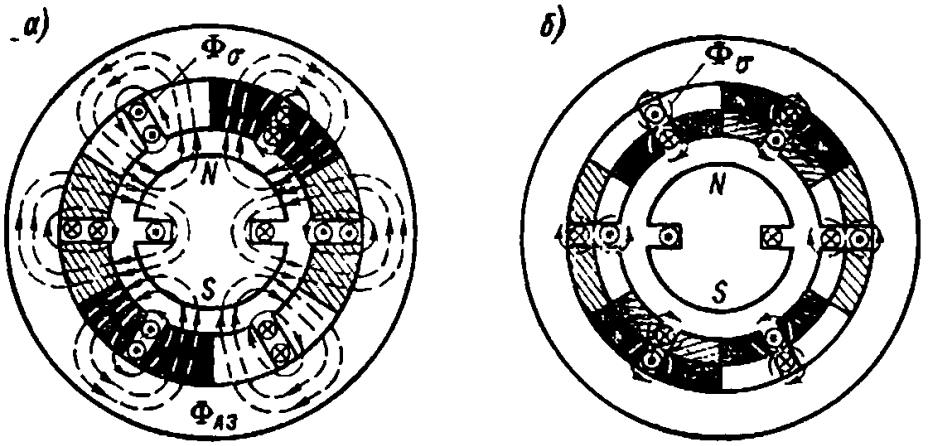


Рис. 14-4. Распределение потоков и токов нулевой последовательности в синхронной машине при полном (*а*) и укороченном (*б*) шаге обмотки

ротора индуктируют в ней э. д. с. удвоенной и учетверенной частоты. Аналогично обстоит дело и с н. с. гармонических, кратных трем. Так как в синхронной машине воздушный зазор достаточно велик, то потоки гармонических, кратных трем, относительно невелики, а взаимоиндуктивная связь их с контурами ротора не имеет сколько-нибудь заметного значения.

Распределение токов нулевого следования и создаваемых ими потоков для статорной обмотки с полным шагом представлено

на рис. 14-4, *а*. В этом случае распределение полей рассеяния в пазовых частях обмотки получается практически таким же, как и для токов прямого следования, поэтому составляющая индуктивного сопротивления нулевого следования, соответствующая рассеянию в пазах, получается равной той же составляющей индуктивного сопротивления рассеяния статорной обмотки. В двухслойных обмотках с укороченным до $\frac{2}{3}\tau$ шагом токи нулевой последовательности в проводниках верхнего и нижнего слоев протекают в противоположных направлениях (рис. 14-4, *б*), поэтому поля рассеяния в пазовых частях обмотки, а также в области воздушного зазора становятся весьма малыми и x_0 снижается до очень небольшой величины, практически соответствующей полям рассеяния лобовых частей обмотки.

В общем случае x_0 находится в пределах $0<x_0<x_{\sigma a}$, где $x_{\sigma a}$ — сопротивление рассеяния обмоток статора.

В заключение нужно отметить, что x_0 практически не зависит как от насыщения главной магнитной цепи машины, так и от режима работы машины.

Как было отмечено выше, токи нулевой последовательности практически не создают потоков, вступающих в трансформаторные связи с обмотками ротора. Поэтому активное сопротивление нулевой последовательности r_0 можно принять равным активному сопротивлению статорной обмотки r_a и, следовательно, равным также активному сопротивлению прямой последовательности: $r_0 = r_1 = r_a$.

14-3. Несимметричные установившиеся короткие замыкания трехфазного синхронного генератора

Несимметричные короткие замыкания случаются довольно часто в сетях, подключенных к синхронным машинам, в связи с чем изучение этих режимов имеет большое практическое значение. Ниже рассмотрены простейшие случаи, когда короткое замыкание происходит на зажимах работающего на отдельную сеть синхронного генератора, притом в режиме холостого хода. Если короткое замыкание происходит в сети, то к сопротивлениям x_{ad} и $x_{\sigma a}$ генератора достаточно прибавить сопротивления линии передачи до точки короткого замыкания для соответствующих последовательностей тока. Метод симметричных составляющих в применении к анализу несимметричных режимов работы трехфазной синхронной машины, так же как и для трансформаторов (см. ч. I, гл. 19), дает возможность находить аналитические зависимости между фазными напряжениями и токами $\dot{U}_a$, $\dot{U}_b$, $\dot{U}_c$, $\dot{I}_a$, $\dot{I}_b$, $\dot{I}_c$, их симметричными составляющими $\dot{U}_1$, $\dot{U}_2$, $\dot{U}_0$, $\dot{I}_1$, $\dot{I}_2$, $\dot{I}_0$ и э. д. с. синхронной машины, которая принимается выполненной симметрично как в отношении геометрического распределения фазных обмоток, так и в отношении числа витков каждой из этих обмоток. Вследствие того, что фазные э. д. с. в данном случае составляют симметрич-

ную систему векторов прямого следования, при разложении этой системы на симметричные составляющие остается лишь система э. д. с. прямого следования и, таким образом,

$$\dot{E}_1 = \dot{E}_a; \quad \dot{E}_2 = \dot{E}_0 = 0.$$

Связь между э. д. с. и токами по методу симметричных составляющих может быть записана в общем случае в виде следующей системы девяти уравнений:

$$\left.\begin{aligned} \dot{I}_a &= \dot{I}_0 + \dot{I}_1 + \dot{I}_2; \\ \dot{I}_b &= \dot{I}_0 + \alpha^2 \dot{I}_1 + \alpha \dot{I}_2, \\ \dot{I}_c &= \dot{I}_0 + \alpha \dot{I}_1 + \alpha^2 \dot{I}_2; \end{aligned}\right\} \tag{14-9}$$

$$\left.\begin{aligned} \dot{U}_a &= \dot{U}_0 + \dot{U}_1 + \dot{U}_2; \\ \dot{U}_b &= \dot{U}_0 + \alpha^2 \dot{U}_1 + \alpha \dot{U}_2; \\ \dot{U}_c &= \dot{U}_0 + \alpha \dot{U}_1 + \alpha^2 \dot{U}_2; \end{aligned}\right\} \tag{14-10}$$

$$\left.\begin{aligned} \dot{E}_0 &= Z_0 \dot{I}_0 + \dot{U}_0 = 0; \\ \dot{E}_1 &= Z_1 \dot{I}_1 + \dot{U}_1 = \dot{E}_a; \\ \dot{E}_2 &= Z_2 \dot{I}_2 + \dot{U}_2 = 0, \end{aligned}\right\} \tag{14-11}$$

где через α обозначен оператор поворота вектора на 120°:

$$\alpha = e^{+j\frac{2\pi}{3}} = e^{-j\frac{4\pi}{3}} = -0{,}5 + j\frac{\sqrt{3}}{2}.$$

Соответствующим образом

$$\alpha^2 = -0{,}5 - j\frac{\sqrt{3}}{2};$$

$$1 + \alpha + \alpha^2 = 0;$$

$$\alpha - \alpha^2 = j\sqrt{3}; \quad \alpha^{3n} = 1;$$

$$\alpha^{3n+1} = \alpha; \quad \alpha^{3n+2} = \alpha^2.$$

К девяти уравнениям (14-9), (14-10) и (14-11) добавляются еще три уравнения, вытекающие из специфических условий самой задачи, что дает возможность произвести решение двенадцати уравнений с двенадцатью переменными, в которых известными являются E_a, Z_0, Z_1 и Z_2.

А. Короткое замыкание двух фаз между собой. Данный случай, как было уже отмечено выше, представляет наибольший интерес при работе синхронного генератора через трансформатор на линию передачи. Все виды несимметричных коротких замыканий в линии передачи синхронные генераторы воспринимают как двухфазные короткие замыкания.

При коротком замыкании фаз B и C между собой (рис. 14-5, $а$) имеем:

$$\dot{U}_b = \dot{U}_c, \quad \dot{I}_a = 0, \quad \dot{I}_b + \dot{I}_c = 0.$$

Суммируя систему уравнений (14-9), получаем $\dot{I}_0 = 0$. Из первого уравнения системы (14-9) после этого находим, что $\dot{I}_1 + \dot{I}_2 = 0$, а из первого уравнения системы (14-11) получаем $\dot{U}_0 = 0$.

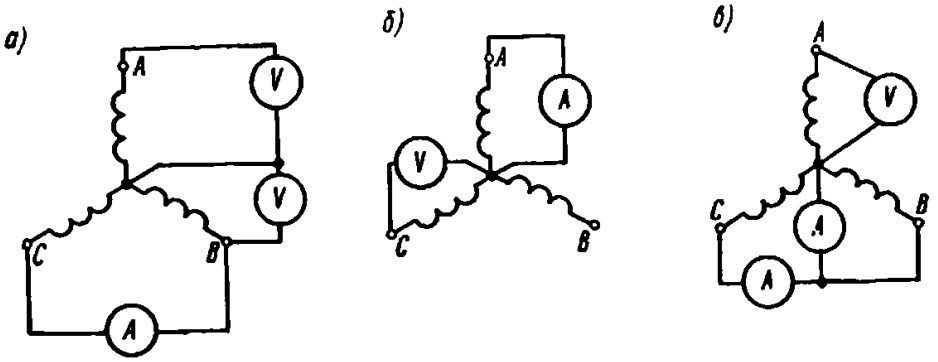


Рис. 14-5. Схемы несимметричных коротких замыканий трехфазного синхронного генератора: $а$ — короткое замыкание двух фаз; $б$ — короткое замыкание одной фазы; $в$ — короткое замыкание двух фаз на нейтраль

Взяв разность второго и третьего уравнений системы (14-10), получаем $\dot{U}_1 = \dot{U}_2$. Взяв разность второго и третьего уравнений системы (14-11), получаем $(Z_1 + Z_2)\dot{I}_1 = \dot{E}_a$, откуда для токов прямой и обратной последовательности находим:

$$\dot{I}_1 = -\dot{I}_2 = \frac{\dot{E}_a}{Z_1 + Z_2}. \tag{14-12}$$

Подставив $\dot{I}_1$ по (14-12) во второе уравнение системы (14-11), получим:

$$\frac{Z_1 \dot{E}_a}{Z_1 + Z_2} + \dot{U}_1 = \dot{E}_a,$$

откуда находим напряжения прямой и обратной последовательности:

$$\dot{U}_1 = \dot{U}_2 = \frac{Z_2 \dot{E}_a}{Z_1 + Z_2}.$$

Подставив полученные значения для симметричных составляющих токов и напряжений в (14-9) и (14-10), имеем:

$$\dot{I}_b = -\dot{I}_c = (\alpha^2 - \alpha)\frac{\dot{E}_a}{Z_1 + Z_2} = -j\sqrt{3}\frac{\dot{E}_a}{Z_1 + Z_2}; \qquad (14\text{-}13)$$

$$\dot{U}_a = 2\frac{Z_2\dot{E}_a}{Z_1 + Z_2}; \quad \dot{U}_b = \dot{U}_c = (\alpha^2 + \alpha)\frac{Z_2\dot{E}_a}{Z_1 + Z_2} = -\frac{Z_2\dot{E}_a}{Z_1 + Z_2}.$$

Выразив $\dot{U}_a$, $\dot{U}_b$ и $\dot{U}_c$ через разности соответствующих э. д. с. и падений напряжения от симметричных составляющих токов, находим:

$$\dot{U}_a = \dot{E}_a - \dot{E}_a + 2\frac{Z_2\dot{E}_a}{Z_1 + Z_2} = \dot{E}_a - \frac{(Z_1 - Z_2)\dot{E}_a}{Z_1 + Z_2},$$

откуда для фазы A и аналогичным образом для фаз B и C получаем:

$$\left.\begin{aligned} \dot{U}_a &= \dot{E}_a - Z_1\dot{I}_{a1} - Z_2\dot{I}_{a2}; \\ \dot{U}_b &= \dot{E}_b - Z_1\dot{I}_{b1} - Z_2\dot{I}_{b2}; \\ \dot{U}_c &= \dot{E}_c - Z_1\dot{I}_{c1} - Z_2\dot{I}_{c2}, \end{aligned}\right\} \qquad (14\text{-}14)$$

причем

$$\dot{I}_{a1} = \dot{I}_1, \quad \dot{I}_{a2} = \dot{I}_2, \quad \dot{I}_{b1} = \alpha^2\dot{I}_1,$$
$$\dot{I}_{b2} = \alpha\dot{I}_2, \quad \dot{I}_{c1} = \alpha\dot{I}_1, \quad \dot{I}_{c2} = \alpha^2\dot{I}_2.$$

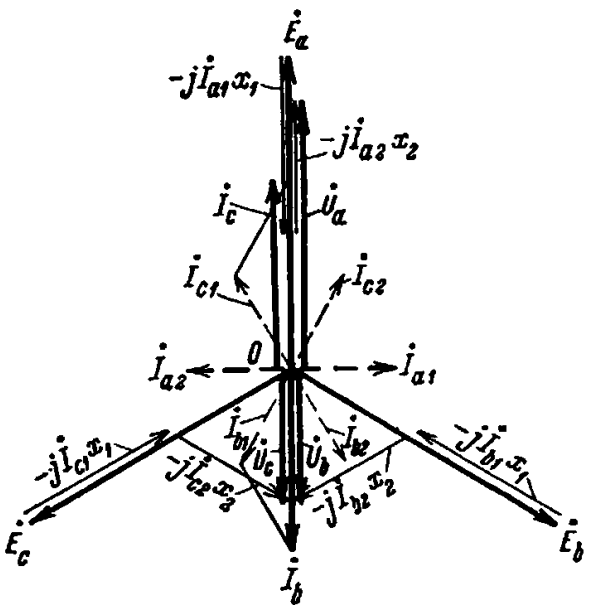


Рис. 14-6. Диаграмма напряжений синхронного генератора при коротком замыкании двух фаз

Абсолютное значение тока короткого замыкания на основании (14-13) получается равным

$$I_к = \frac{\sqrt{3}E_a}{|Z_1 + Z_2|}. \qquad (14\text{-}15)$$

Приближенная векторная диаграмма при пренебрежении активными сопротивлениями для короткого замыкания двух фаз дана на рис. 14-6.

Б. Короткое замыкание одной фазы. При коротком замыкании фазы A (рис. 14-5, *б*) получаем следующие дополнительные уравнения:

$$\dot{I}_b = \dot{I}_c = 0 \text{ и } \dot{U}_a = 0.$$

Суммируя систему (14-9), получаем $\dot{I}_a = 3\dot{I}_0$. Взяв затем разность второго и третьего уравнений системы (14-9), находим $\dot{I}_1 = \dot{I}_2$. Тогда из первого уравнения системы (14-9) получаем:

$$\dot{I}_0 = \dot{I}_1 = \dot{I}_2 = \frac{1}{3}\dot{I}_a.$$

Суммируя теперь систему (14-11), получаем:

$$\dot{I}_0(Z_0+Z_1+Z_2)=\dot{E}_a,$$

откуда

$$\dot{I}_0=\dot{I}_1=\dot{I}_2=\frac{\dot{E}_a}{Z_0+Z_1+Z_2}. \tag{14-16}$$

Из системы (14-11) можно найти:

$$\left.\begin{aligned}\dot{U}_0&=-Z_0\dot{I}_0=-\frac{Z_0\dot{E}_a}{Z_0+Z_1+Z_2};\\ \dot{U}_1&=\dot{E}_a-Z_1\dot{I}_1=\frac{(Z_0+Z_2)\dot{E}_a}{Z_0+Z_1+Z_2};\\ \dot{U}_2&=-Z_2\dot{I}_2=-\frac{Z_2\dot{E}_a}{Z_0+Z_1+Z_2}.\end{aligned}\right\} \tag{14-17}$$

Подставив полученные значения для симметричных составляющих токов и напряжений в (14-9) и (14-10), имеем:

$$\dot{I}_a=\frac{3\dot{E}_a}{Z_0+Z_1+Z_2};\quad \dot{I}_b=\dot{I}_c=0; \tag{14-18}$$

$$\dot{U}_b=[(\alpha^2-1)Z_0+(\alpha^2-\alpha)Z_2]\frac{\dot{E}_a}{Z_0+Z_1+Z_2};$$

$$\dot{U}_c=[(\alpha-1)Z_0-(\alpha^2-\alpha)Z_2]\frac{\dot{E}_a}{Z_0+Z_1+Z_2}=0,$$

Выразив $\dot{U}_a$, $\dot{U}_b$ и $\dot{U}_c$ через разности соответствующих э. д. с. и падений напряжения от симметричных составляющих токов, получим для фазы A:

$$\dot{U}_a=\dot{E}_a-(Z_0+Z_1+Z_2)\frac{\dot{E}_a}{Z_0+Z_1+Z_2}=0,$$

откуда для напряжения фазы A и аналогичным образом для напряжений других фаз получим:

$$\left.\begin{aligned}\dot{U}_a&=\dot{E}_a-Z_1\dot{I}_{a1}-Z_2\dot{I}_{a2}-Z_0\dot{I}_{a0};\\ \dot{U}_b&=\dot{E}_b-Z_1\dot{I}_{b1}-Z_2\dot{I}_{b2}-Z_0\dot{I}_{b0};\\ \dot{U}_c&=\dot{E}_c-Z_1\dot{I}_{c1}-Z_2\dot{I}_{c2}-Z_0\dot{I}_{c0}.\end{aligned}\right\} \tag{14-19}$$

Абсолютное значение тока короткого замыкания будет согласно (14-18) равным

$$I_к=\frac{3\dot{E}_a}{|Z_0+Z_1+Z_2|}. \tag{14-20}$$

Приближенная векторная диаграмма при пренебрежении активными сопротивлениями при коротком замыкании одной фазы дана на рис. 14-7.

В. Короткое замыкание двух фаз на нейтраль. При коротком замыкании фаз B и C на нейтраль (рис. 14-5, *в*) имеем дополнительные уравнения:

$$\dot{I}_a = 0, \quad \dot{U}_b = \dot{U}_c = 0.$$

Решая далее задачу аналогично рассмотренным двум случаям короткого замыкания, исходя из систем уравнений (14-9), (14-10)

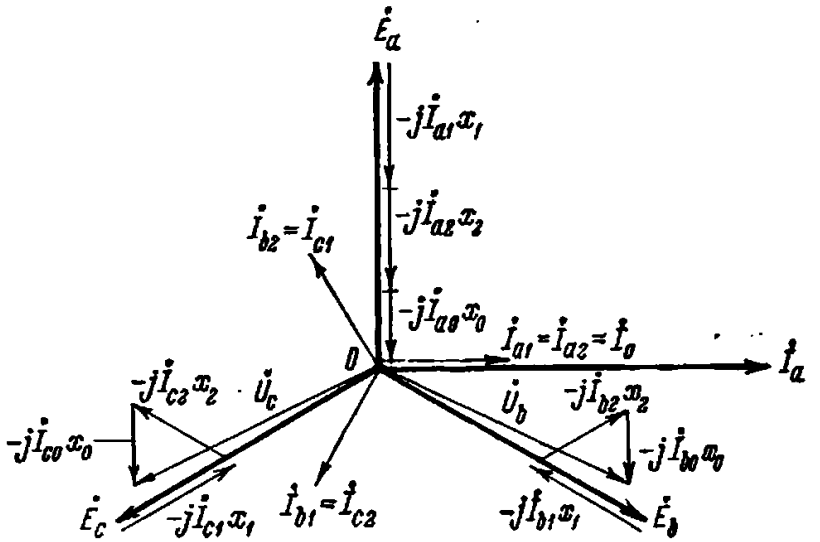


Рис. 14-7. Диаграмма напряжений синхронного генератора при коротком замыкании одной фазы

и (14-11), получаем следующие значения симметричных составляющих напряжения и тока:

$$\dot{U}_0 = \dot{U}_1 = \dot{U}_2 = \frac{Z_0 Z_2 \dot{E}_a}{Z_1 Z_2 + Z_1 Z_0 + Z_2 Z_0}, \tag{14-21}$$

$$\left.\begin{aligned} \dot{I}_0 &= -\frac{\dot{U}_0}{Z_0} = -\frac{Z_2 \dot{E}_a}{Z_1 Z_2 + Z_1 Z_0 + Z_2 Z_0}; \\ \dot{I}_1 &= \frac{\dot{E}_a - \dot{U}_1}{Z_1} = \frac{(Z_2 + Z_0)\,\dot{E}_a}{Z_1 Z_2 + Z_1 Z_0 + Z_2 Z_0}; \\ \dot{I}_2 &= -\frac{\dot{U}_2}{Z_2} = -\frac{Z_0 \dot{E}_a}{Z_1 Z_2 + Z_1 Z_0 + Z_2 Z_0}. \end{aligned}\right\} \tag{14-22}$$

Подставив значения симметричных составляющих токов и напряжений в (14-9) и (14-10), получаем для фазных токов и

напряжений:

$$\left.\begin{aligned} \dot{I}_b &= [(\alpha^2-1)Z_2+(\alpha^2-\alpha)Z_0]\frac{\dot{E}_a}{Z_1Z_2+Z_1Z_0+Z_2Z_0};\\ \dot{I}_c &= [(\alpha-1)Z_2-(\alpha^2-\alpha)Z_0]\frac{\dot{E}_a}{Z_1Z_2+Z_1Z_0+Z_2Z_0}; \end{aligned}\right\} \quad (14\text{-}23)$$

$$\dot{U}_a=\frac{3Z_0Z_2\dot{E}_a}{Z_1Z_2+Z_1Z_0+Z_2Z_0}. \quad (14\text{-}24)$$

Выразив $\dot{U}_a$, $\dot{U}_b$ и $\dot{U}_c$ через разности соответствующих э. д. с. и падений напряжения от симметричных составляющих токов, получим:

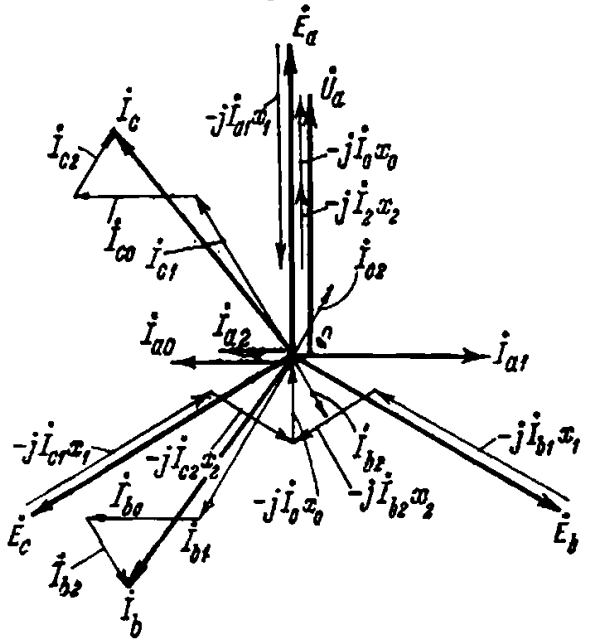


Рис. 14-8. Диаграмма напряжений синхронного генератора при коротком замыкании двух фаз на нейтраль

$$\dot{U}_a=\dot{E}_a-$$

$$-\frac{\dot{E}_a}{Z_1Z_2+Z_1Z_0+Z_2Z_0}(Z_1Z_2+$$

$$+Z_1Z_0-2Z_2Z_0),$$

откуда для фазы A и аналогично для других фаз:

$$\left.\begin{aligned} \dot{U}_a &= \dot{E}_a-Z_1\dot{I}_{a1}-Z_2\dot{I}_{a2}-Z_0\dot{I}_{a0};\\ \dot{U}_b &= \dot{E}_b-Z_1\dot{I}_{b1}-Z_2\dot{I}_{b2}-Z_0\dot{I}_{b0};\\ \dot{U}_c &= \dot{E}_c-Z_1\dot{I}_{c1}-Z_2\dot{I}_{c2}-Z_0\dot{I}_{c0}. \end{aligned}\right\} \quad (14\text{-}25)$$

Абсолютное значение тока короткого замыкания в фазе при равенстве аргументов Z_2 и Z_0

$$I_к=\frac{\sqrt{3}\sqrt{|Z_2^2+Z_0Z_2+Z_0^2|}E_a}{|Z_1Z_2+Z_1Z_0+Z_2Z_0|}. \quad (14\text{-}26)$$

Приближенная векторная диаграмма токов и напряжений при пренебрежении активными сопротивлениями при коротком замыкании двух фаз на нейтраль изображена на рис. 14-8.

Значения токов при различных видах коротких замыканий сведены в табл. 14-1, причем ток в нулевом проводе обозначен через $I_{к2}$.

Так как активные сопротивления цепей по сравнению с реактивными обычно весьма незначительны, то вместо полных сопротивлений Z можно без заметной погрешности брать индуктивные сопротивления jx.

Пример. Определить величины токов симметричных и несимметричных коротких замыканий для рассмотренного в гл. 8 гидрогенератора с $P_н = 57\,200$ *квт* при номинальном его напряжении ($U_н = 1$), пренебрегая активными сопротивлениями r_1, r_2 и r_0. Величины относительных индуктивных сопротивлений генератора: $\underline{x}_1 = \underline{x}_d = 0{,}695$; $\underline{x}_2 = 0{,}215$ и $\underline{x}_0 = 0{,}054$. Соответственно (табл. 14-1) величины токов коротких замыканий:

Таблица 14-1

Ток	Короткое замыкание			
	трех фаз	двух фаз	одной фазы	двух фаз на нейтраль
$\dot{I}_1$	$\dfrac{\dot{E}_a}{Z_1}$	$\dfrac{\dot{E}_a}{Z_1 + Z_2}$	$\dfrac{\dot{E}_a}{Z_0 + Z_1 + Z_2}$	$\dfrac{(Z_0 + Z_2)\dot{E}_a}{Z_1Z_2 + Z_1Z_0 + Z_2Z_0}$
$\dot{I}_2$	0	$-\dfrac{\dot{E}_a}{Z_1 + Z_2}$	$\dfrac{\dot{E}_a}{Z_0 + Z_1 + Z_2}$	$-\dfrac{Z_0\dot{E}_a}{Z_1Z_2 + Z_1Z_0 + Z_2Z_0}$
$\dot{I}_0$	0	0	$\dfrac{\dot{E}_a}{Z_0 + Z_1 + Z_2}$	$-\dfrac{Z_2\dot{E}_a}{Z_1Z_2 + Z_1Z_0 + Z_2Z_0}$
$\dot{I}_{к2}$	0	0	$\dfrac{3\dot{E}_a}{Z_0 + Z_1 + Z_2}$	$-\dfrac{3Z_2\dot{E}_a}{Z_1Z_2 + Z_1Z_0 + Z_2Z_0}$
$\dot{I}_к$	$\dfrac{\dot{E}_a}{\lvert Z_1 \rvert}$	$\dfrac{\sqrt{3}E_a}{\lvert Z_1 + Z_2 \rvert}$	$\dfrac{3\dot{E}_a}{\lvert Z_0 + Z_1 + Z_2 \rvert}$	$\dfrac{\sqrt{3}\sqrt{\lvert Z_2^2 + Z_2Z_0 + Z_0^2 \rvert}\,E_a}{\lvert Z_1Z_2 + Z_1Z_0 + Z_2Z_0 \rvert}$

трехфазного

$$\underline{I}_{к3} = \frac{1}{\underline{x}_1} = \frac{1}{0{,}695} = 1{,}44;$$

двухфазного

$$\underline{I}_{к2} = \frac{\sqrt{3}}{\underline{x}_1 + \underline{x}_2} = \frac{\sqrt{3}}{0{,}695 + 0{,}215} = 1{,}91;$$

однофазного

$$\underline{I}_{к1} = \frac{3}{\underline{x}_1 + \underline{x}_2 + \underline{x}_0} = \frac{3}{0{,}695 + 0{,}215 + 0{,}054} = 3{,}12;$$

двухфазного на нейтраль

$$I_к = \frac{\sqrt{3}\sqrt{\underline{x}_2^2 + \underline{x}_2\underline{x}_0 + \underline{x}_0^2}}{\underline{x}_1\underline{x}_2 + \underline{x}_1\underline{x}_0 + \underline{x}_2\underline{x}_0} = \frac{\sqrt{3}\sqrt{0{,}215^2 + 0{,}215 \cdot 0{,}054 + 0{,}054^2}}{0{,}695 \cdot 0{,}215 + 0{,}965 \cdot 0{,}054 + 0{,}215 \cdot 0{,}054} =$$

$$= \sqrt{3}\,\frac{0{,}243}{0{,}2036} = 2{,}08.$$

14-4. Диаграммы напряжений при коротких замыканиях

А. Диаграмма напряжений при коротком замыкании двух фаз (рис. 14-6). Для случая короткого замыкания фаз B и C, положив $r_a=0$, получаем согласно (14-12) и (14-14):

$$\dot{I}_0=0,\quad \dot{I}_{a1}=-\dot{I}_{a2}=-j\frac{\dot{E}_a}{x_1+x_2}; \tag{14-27}$$

$$\left.\begin{aligned}\dot{U}_a&=\dot{E}_a-jx_1\dot{I}_{a1}-jx_2\dot{I}_{a2};\\ \dot{U}_b&=\dot{E}_b-jx_1\dot{I}_{b1}-jx_2\dot{I}_{b2};\\ \dot{U}_c&=\dot{E}_c-jx_1\dot{I}_{c1}-jx_2\dot{I}_{c2}.\end{aligned}\right\} \tag{14-28}$$

Построив симметричную систему э. д. с. $\dot{E}_a$, $\dot{E}_b$ и $\dot{E}_c$ (рис. 14-6), откладываем векторы: $\dot{I}_1=\dot{I}_{a1}$ — отстающий и $\dot{I}_2=\dot{I}_{a2}$ — опережающий по отношению к э. д. с. $\dot{E}_a$ на 90°. Далее строим систему векторов токов прямой последовательности трех фаз $\dot{I}_{a1}$, $\dot{I}_{b1}$, $\dot{I}_{c1}$ и обратной последовательности $\dot{I}_{a2}$, $\dot{I}_{b2}$ и $\dot{I}_{c2}$. Векторы $\dot{U}_a$, $\dot{U}_b$ и $\dot{U}_c$ строим согласно уравнениям (14-28). Векторы фазных токов строим по уравнениям:

$$\dot{I}_a=\dot{I}_{a1}+\dot{I}_{a2},\quad \dot{I}_b=\dot{I}_{b1}+\dot{I}_{b2}.$$

Б. Диаграмма напряжений при коротком замыкании одной фазы (рис. 14-7). Для случая короткого замыкания фазы A, положив $r_a\approx 0$, получаем согласно (14-16) и (14-19):

$$\dot{I}_{a1}=\dot{I}_{a2}=\dot{I}_{a0}=-j\frac{\dot{E}_a}{x_0+x_1+x_2}; \tag{14-29}$$

$$\left.\begin{aligned}\dot{U}_a&=\dot{E}_a-j\dot{I}_{a1}x_1-j\dot{I}_{a2}x_2-j\dot{I}_{a0}x_0;\\ \dot{U}_b&=\dot{E}_b-j\dot{I}_{b1}x_1-j\dot{I}_{b2}x_2-j\dot{I}_{b0}x_0;\\ \dot{U}_c&=\dot{E}_c-j\dot{I}_{c1}x_1-j\dot{I}_{c2}x_2-j\dot{I}_{c0}x_0.\end{aligned}\right\} \tag{14-30}$$

Построив симметричную э. д. с. $\dot{E}_a$, $\dot{E}_b$ и $\dot{E}_c$ (рис. 14-7), откладываем векторы $\dot{I}_{a1}=\dot{I}_{a2}=\dot{I}_{a0}$, отстающие от $\dot{E}_a$ на 90°. Далее строим системы векторов токов прямой последовательности $\dot{I}_{a1}$, $\dot{I}_{b1}$ и $\dot{I}_{c1}$, обратной последовательности $\dot{I}_{a2}$, $\dot{I}_{b2}$ и $\dot{I}_{c2}$ и нулевой последовательности $\dot{I}_{a0}=\dot{I}_{b0}=\dot{I}_{c0}$, а также векторы $\dot{U}_a$, $\dot{U}_b$ и $\dot{U}_c$ по уравнениям (14-30). Вектор фазного тока $\dot{I}_a$ строим по уравнению

$$\dot{I}_a=\dot{I}_{a0}+\dot{I}_{a1}+\dot{I}_{a2}.$$

В. Диаграмма напряжений при коротком замыкании двух фаз на нейтраль (рис. 14-8). Для случая короткого замыкания фаз B

и C на нейтраль, положив $r_a=0$, получаем согласно (14-22):

$$\left.\begin{aligned}\dot{I}_{a1} &= -j\frac{(x_2+x_0)\dot{E}_a}{x_1x_2+x_1x_0+x_2x_0};\\ \dot{I}_{a2} &= j\frac{x_0\dot{E}_a}{x_1x_2+x_1x_0+x_2x_0};\\ \dot{I}_{a0} &= j\frac{x_2\dot{E}_a}{x_1x_2+x_1x_0+x_2x_0};\end{aligned}\right\} \qquad (14\text{-}31)$$

$\dot{U}_a$, $\dot{U}_b$ и $\dot{U}_c$ определяются из уравнений (14-25) подстановкой jx вместо Z.

Построив симметричную систему векторов $\dot{E}_a$, $\dot{E}_b$ и $\dot{E}_c$ (рис. 14-8), откладываем векторы: $\dot{I}_{a2}$ — отстающий от $\dot{E}_a$ и $\dot{I}_{a2}$, $\dot{I}_{a0}$ — опережающие $\dot{E}_a$ на 90°. Далее строим систему векторов токов прямой последовательности $\dot{I}_{a1}$, $\dot{I}_{b1}$ и $\dot{I}_{c1}$ и обратной последовательности $\dot{I}_{a2}$, $\dot{I}_{b2}$ и $\dot{I}_{c2}$. Векторы $\dot{U}_a$, $\dot{U}_b$ и $\dot{U}_c$ строим согласно уравнениям (14-25). Векторы фазных токов строим по уравнениям $\dot{I}_b=\dot{I}_{b0}+\dot{I}_{b1}+\dot{I}_{b2}$ и $\dot{I}_c=\dot{I}_{c0}+\dot{I}_{c1}+\dot{I}_{c2}$.

14-5. Диаграммы напряжений при несимметричной нагрузке

Рассмотрим наиболее реальные условия работы неявнополюсного генератора ($x_d=x_q=x_1$) при отсутствии заземленной нейтрали. В этом случае система несимметричных векторов тока разлагается на две симметричные системы векторов тока прямой и обратной последовательности, системы же нулевой последовательности вследствие отсутствия тока через заземления нейтрали не будет. Система токов прямой последовательности будет индуктировать в обмотке статора э. д. с. $-j\dot{I}_1x_1$, отстающую во времени на 90° от вектора тока $\dot{I}_1$ данной фазы. Система токов обратной последовательности будет индуктировать э. д. с. $-j\dot{I}_2x_2$, отстающую во времени на 90° от вектора тока $\dot{I}_2$ той же фазы.

Так как порядок следования векторов тока $\dot{I}_1$ и $\dot{I}_2$ получается взаимно противоположным, то вследствие этого углы сдвига между векторами симметричных составляющих фазных токов α_a, α_b и α_c получаются во всех фазах различными (рис. 14-9). В результате, хотя амплитуды э. д. с. $j\dot{I}_1x_1$ и $j\dot{I}_2x_2$ во всех фазах одинаковы, их геометрические суммы

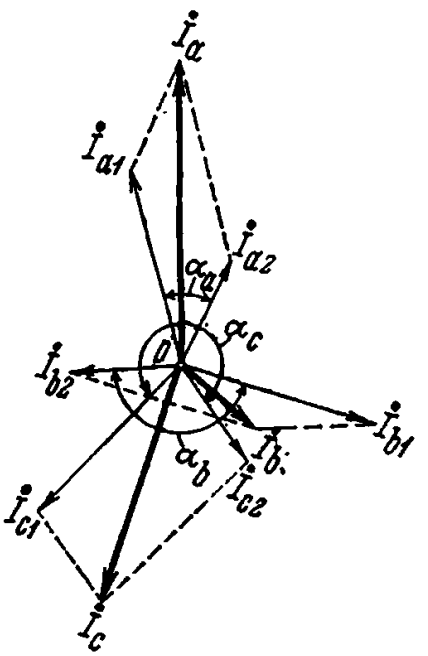


Рис. 14-9. Разложение несимметричной системы токов синхронного генератора с незаземленной нейтралью на составляющие токов прямой и обратной последовательности

получаются различными для каждой фазы, а поэтому результирующие углы сдвига θ_a, 0_b и θ_c между векторами напряжения $\dot{U}_a$, $\dot{U}_b$, $\dot{U}_c$ и векторами э. д. с. $\dot{E}_a$, $\dot{E}_b$, $\dot{E}_c$ получаются для каждой фазы также разными. Таким образом, необходимо строить диаграмму напряжений отдельно для каждой фазы. Подобное построение произведено на рис. 14-10.

За исходные векторы при этих построениях для каждой из фаз берутся векторы тока $\dot{I}_{a1}$, $\dot{I}_{b1}$ и $\dot{I}_{c1}$. Э. д. с. $\dot{E}_a$, $\dot{E}_b$ и $\dot{E}_c$ равны по

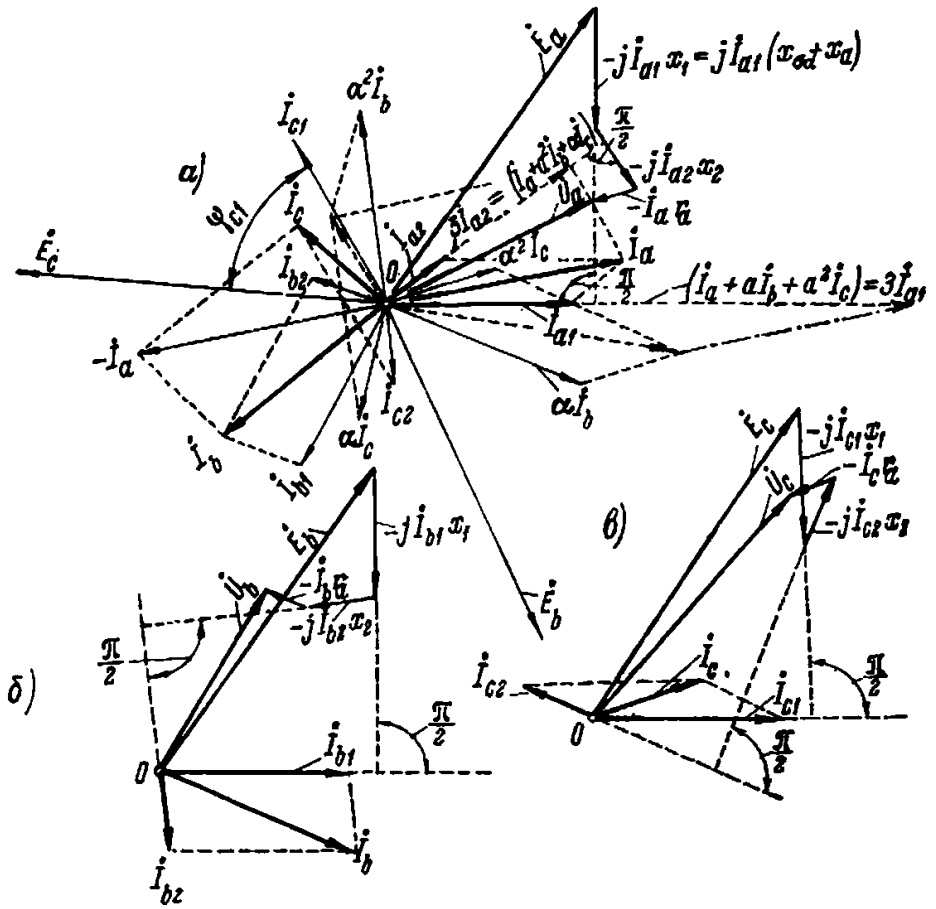


Рис. 14-10. Векторные диаграммы трех фаз при несимметричной нагрузке синхронного генератора с незаземленной нейтралью

величине и сдвинуты от векторов тока прямой последовательности на одни и те же углы $\psi_{a1}=\psi_{b1}=\psi_{c1}$. Поэтому э. д. с. $-j\dot{I}_{a1}x_1$, $-j\dot{I}_{b1}x_1$ и $-j\dot{I}_{c1}x_1$ равны по величине и одинаково сдвинуты по фазе от э. д. с. $\dot{E}_a$, $\dot{E}_b$ и $\dot{E}_c$. Из диаграммы рис. 14-10 видно, что перечисленные э. д. с. занимают во всех диаграммах совершенно одинаковое положение по отношению к исходным векторам тока $\dot{I}_{a1}$, $\dot{I}_{b1}$ и $\dot{I}_{c1}$.

Ориентируя затем на каждой диаграмме аналогично рис. 14-9 векторы $\dot{I}_{a2}$, $\dot{I}_{b2}$ и $\dot{I}_{c2}$ и векторы $\dot{I}_a$, $\dot{I}_b$ и $\dot{I}_c$, видим, что эти системы векторов располагаются на каждой из диаграмм по-разному по отношению к векторам прямой последовательности. Токи обратной

последовательности создадут в каждой из фаз э. д. с. $-j\dot{I}_{a2}x_2$, $-j\dot{I}_{b2}x_2$ и $-j\dot{I}_{c2}x_2$, которые отстают от этих токов во времени на 90°. Векторы э. д. с. $-\dot{I}_a r_a$, $-\dot{I}_b r_a$, $-\dot{I}_c r_a$ направлены против векторов токов $\dot{I}_a$, $\dot{I}_b$ и $\dot{I}_c$. Суммируя индуктированные в каждой из фаз э. д. с., находим напряжения на зажимах $\dot{U}_a$, $\dot{U}_b$ и $\dot{U}_c$.

Можно совместить все три диаграммы рис. 14-10 в одну общую диаграмму по методу В. А. Толвинского [103]. В этом случае нет необходимости строить диаграммы напряжений отдельно для каждой фазы, а можно построить сразу совмещенную диаграмму (рис. 14-11). Для этого, построив диаграмму напряжений для одной из фаз, например диаграмму рис. 14-10, *а* для фазы *A*, пристраиваем к началу *O* векторы токов $\dot{I}_{b2}$ и $\dot{I}_{c2}$. Как видно из диаграммы рис. 14-11, при таком построении порядок токов $\dot{I}_{a2}$, $\dot{I}_{b2}$ и $\dot{I}_{c2}$ получается не обратной, а прямой последовательности. Э. д. с. $-j\dot{I}_{a2}x_2$, $-j\dot{I}_{b2}x_2$ и $-j\dot{I}_{c2}x_2$ оказываются на диаграмме сдвинутыми друг от друга на 120° также в порядке прямой последовательности. Для построения направления результирующих токов $\dot{I}_a$, $\dot{I}_b$ и $\dot{I}_c$ на совмещенной диаграмме рис. 14-11 необходимо сложить геометрически с исходным совмещенным вектором тока $\dot{I}_1$ векторы токов $\dot{I}_{a2}$, $\dot{I}_{b2}$ и $\dot{I}_{c2}$. Соединяя концы векторов $-\dot{I}_a r_a$, $-\dot{I}_b r_a$ и $-\dot{I}_c r_a$ с началом координат *O*, получаем напряжения $\dot{U}_a$, $\dot{U}_b$, $\dot{U}_c$ и их углы сдвига θ_a, θ_b и θ_c от соответствующих э. д. с. $\dot{E}_a$, $\dot{E}_b$ и $\dot{E}_c$

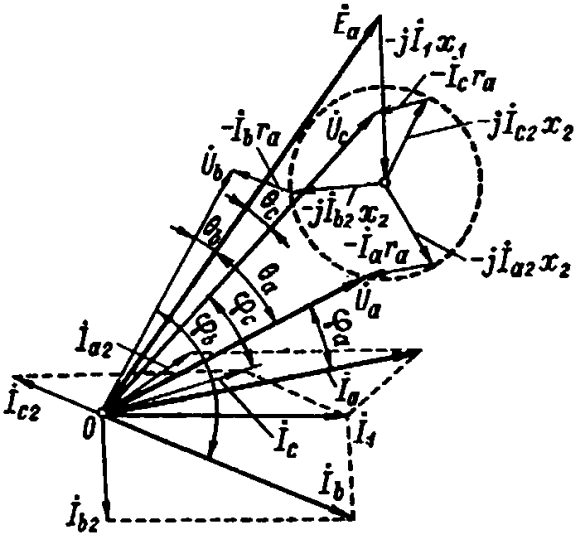


Рис. 14-11. Совмещенная векторная диаграмма при несимметричной нагрузке синхронного генератора с незаземленной нейтралью

Диаграмма рис. 14-11 дает возможность построить действительную результирующую диаграмму векторов токов и э. д. с. (рис. 14-12). Для этого строим диаграмму равных по величине э. д. с. $\dot{E}_a$, $\dot{E}_b$ и $\dot{E}_c$, сдвинутых относительно друг друга на 120°. Затем, исходя из диаграммы рис. 14-11, строим систему векторов токов $\dot{I}_a$, $\dot{I}_b$ и $\dot{I}_c$, сдвинутых от соответствующих э. д. с. $\dot{E}_a$, $\dot{E}_b$ и $\dot{E}_c$ на углы φ_a, φ_b и φ_c, и систему векторов напряжений $\dot{U}_a$, $\dot{U}_b$ и $\dot{U}_c$, сдвинутых от соответствующих э. д. с. $\dot{E}_a$, $\dot{E}_b$ и $\dot{E}_c$ на углы θ_a, θ_b и θ_c. Легко видеть, что симметричная звезда э. д. с. возбуждения $\dot{E}_a$, $\dot{E}_b$ и $\dot{E}_c$, соответствующая холостому ходу, превращается под влиянием несимметричной нагрузки в несимметричную звезду напряжений $\dot{U}_a$, $\dot{U}_b$ и $\dot{U}_c$. Соответствующие углы отставания φ_a, φ_b

и φ_c результирующих токов от векторов напряжений оказываются для всех фаз различными.

В наиболее общем случае несимметричной нагрузки, когда при наличии обратно вращающегося поля по обмоткам будут протекать токи, совпадающие по фазе, вызванные заземлением одной из фаз при заземленной нейтрали генератора, диаграммы напряжений можно построить принципиально тем же методом. При этом несимметричная система токов $\dot{I}_a$, $\dot{I}_b$ и $\dot{I}_c$ разлагается на три симметричные системы токов — прямой, обратной и нулевой последовательности. Затем надо построить векторы э. д. с. отдельно для токов каждой последовательности. Очевидно, что диаграмма рис. 14-10 в этом случае усложнится только добавлением э. д. с. $-j\dot{I}_{a0}x_0$, $-j\dot{I}_{b0}x_0$ и $-j\dot{I}_{c0}x_0$, отстающих по фазе во времени на 90° от соответствующих векторов токов $\dot{I}_{a0}$, $\dot{I}_{b0}$ и $\dot{I}_{c0}$.

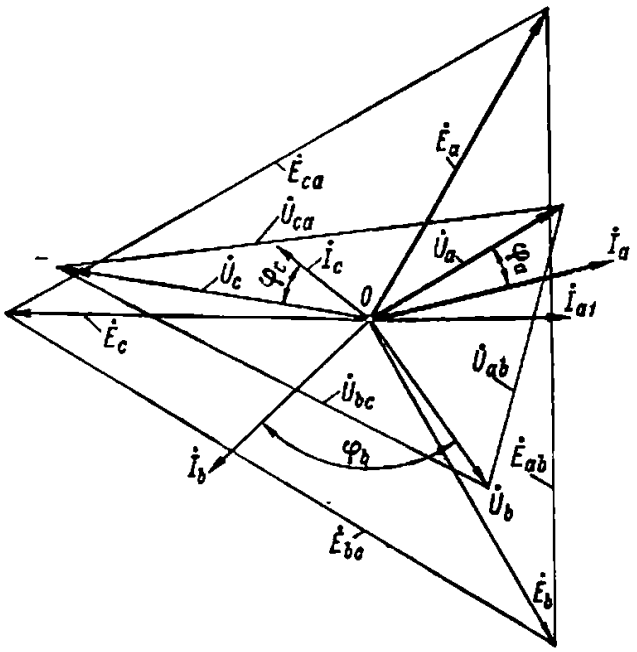


Рис. 14-12. Действительная векторная диаграмма при несимметричной нагрузке синхронного генератора, соответствующая совмещенной диаграмме рис. 14-11

На совмещенной диаграмме, построенной по методу В. А. Толвинского, векторы нулевой последовательности расположатся в порядке обратной последовательности.

14-6. Построение треугольников короткого замыкания для установившихся коротких замыканий генератора с учетом насыщения магнитной цепи

При трехфазном коротком замыкании магнитная цепь машины, как было показано выше, практически не насыщена. При одно- и двухфазных коротких замыканиях относительная величина тока прямой последовательности, создающего размагничивающую реакцию якоря, меньше, и поэтому магнитная цепь машины может оказаться в известной мере насыщенной, в особенности когда короткое замыкание происходит в линии, и тем самым величина тока короткого замыкания уменьшается.

Как указывалось выше, насыщение главной магнитной цепи весьма мало сказывается на величине индуктивных сопротивлений рассеяния $x_{\sigma a}$, нулевой последовательности x_0 и обратной последовательности x_2, но значительно влияет на величину сопротивления реакции якоря x_{ad}, а тем самым и на величину индуктивного со-

противления прямой последовательности $x_1 = x_d = x_{\sigma a} + x_{ad}$. В полученных выше выражениях для токов несимметричных коротких замыканий величина сопротивления x_1 становится поэтому несколько неопределенной, что затрудняет получение достаточно точных значений токов короткого замыкания по этим выражениям. Это затруднение, при необходимости уточнения величин токов несимметричных коротких замыканий, можно обойти рассматриваемым ниже методом, который базируется на характеристике холостого хода, отражающей насыщение магнитной цепи.

Количественные соотношения, даваемые ниже в тексте и на рисунках для однофазного короткого замыкания, получены в предположении, что нейтраль генератора заземлена наглухо. На практике нейтраль обычно заземляется через большое сопротивление, и ток генератора при однофазном коротком замыкании значительно уменьшается.

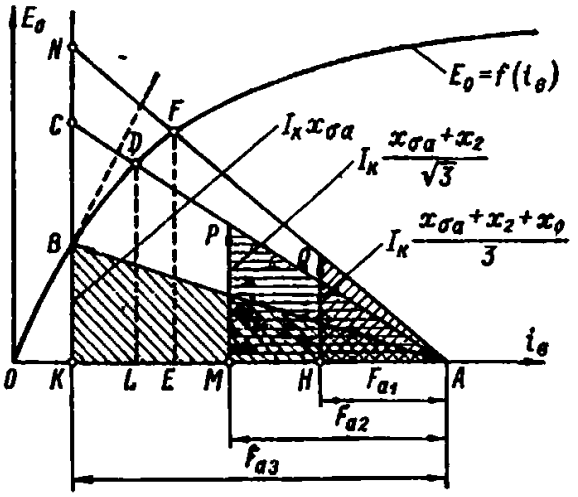


Рис. 14-13. Треугольники трех-, двух- и однофазного короткого замыкания

При известных величинах индуктивных сопротивлений генератора прямой, обратной и нулевой последовательности можно произвести построение треугольников короткого замыкания для двухфазного и однофазного короткого замыкания по тому же методу, что и для трехфазного короткого замыкания (рис. 14-13). При равных токах короткого замыкания в фазе $I_к$ во всех трех случаях отношения н. с. реакции якоря, созданных симметричной составляющей тока прямой последовательности, будут:

$$F_{a3} : F_{a2} : F_{a1} = \frac{3}{2} \cdot \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \frac{wk_{об}}{p} I_к : \frac{2}{2} \cdot \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \times$$

$$\times \frac{wk_{об}}{p} I_к : \frac{1}{2} \cdot \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \frac{wk_{об}}{p} I_к = 3 : \sqrt{3} : 1. \quad (14\text{-}32)$$

Будем пренебрегать активными сопротивлениями обмоток. Тогда внутренняя э. д. с. E_σ, индуктированная в обмотке статора результирующим потоком от тока возбуждения и реакции якоря (от тока прямой последовательности), равная

$$E_\delta = E_0 - x_{ad} I_1 = E_a - x_{ad} I_1,$$

при трехфазном коротком замыкании будет

$$E_\delta = x_{\sigma a} I_к,$$

при двухфазном коротком замыкании согласно (14-12) и (14-15)

$$E_\delta = \frac{x_{\sigma a} + x_2}{\sqrt{3}} I_к$$

и, наконец, при однофазном коротком замыкании согласно (14-16) и (14-20)

$$E_\delta = \frac{x_{\sigma a} + x_2 + x_0}{3} I_к.$$

Таким образом, при одном и том же токе $I_к$ треугольники короткого замыкания BKA, PMA и QHA для всех трех случаев будут иметь вид, представленный на рис. 14-13.

Если при двухфазном и однофазном коротком замыкании дать генератору то же самое возбуждение, что и при трехфазном, то н. с. реакции и э. д. с. рассеяния должны увеличиться таким образом, чтобы точка P вершины треугольника короткого замыкания при двухфазном коротком замыкании перешла в точку D, лежащую на пересечении характеристики холостого хода и продолжении линии AP, а точка Q вершины треугольника короткого замыкания при однофазном коротком замыкании перешла в точку F, лежащую на пересечении характеристики холостого хода и продолжении линии AQ.

Если бы при двухфазном коротком замыкании треугольник короткого замыкания PMA стал равным CKA, то в этом случае ток короткого замыкания должен был бы возрасти по сравнению с током при трехфазном коротком замыкании в отношении $\sqrt{3}:1$, но если этот же треугольник PMA при двухфазном коротком замыкании будет равен DLA, то соответственно ток возрастет только в отношении $\sqrt{3}\frac{LA}{KA}$. Точно так же, если бы при однофазном коротком замыкании треугольник короткого замыкания QHA стал равным NKA, то ток возрос бы по сравнению с током при трехфазном коротком замыкании в отношении $3:1$. Если же треугольник короткого замыкания будет равен FEA, то ток возрастет только в отношении $3\frac{EA}{KA}$.

Таким образом, при равных токах возбуждения во всех трех случаях токи короткого замыкания будут относиться как

$$1:\sqrt{3}\frac{AL}{KA}:3\frac{EA}{KA}.$$

Для турбогенераторов с общим рассеянием 10% это соотношение будет равно $1:1{,}57:2{,}73$. Для тихоходных генераторов с рассеянием 30% это соотношение будет равно $1:1{,}33:2{,}3$. В среднем можно принять при предварительных расчетах соотношение токов при длительных коротких замыканиях $1:1{,}5:2{,}5$. Точное же соотношение может быть установлено описанным выше методом по характеристике холостого хода и треугольникам короткого замыкания.

Если короткое замыкание происходит не на зажимах самого генератора, а в линии, то в этом случае при построении треугольника короткого замыкания его вертикальная сторона должна быть увеличена на величину падения напряжения в реактивном сопротивлении линии. При этом необходимо учесть, что в соответствии с проведенным выше анализом несимметричных коротких замыка-

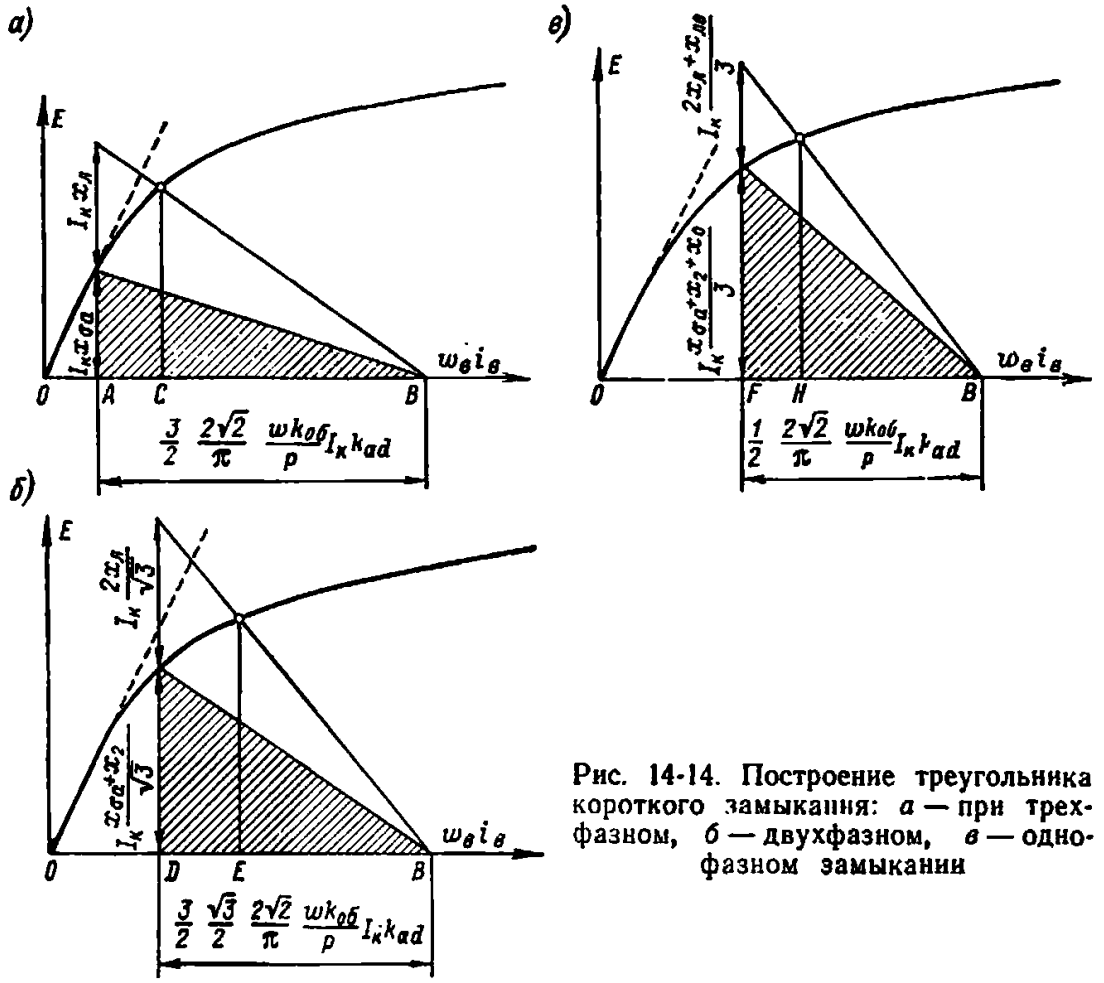


Рис. 14-14. Построение треугольника короткого замыкания: *а* — при трехфазном, *б* — двухфазном, *в* — однофазном замыкании

ний при замыканиях в линии к каждому из сопротивлений x_0, x_1 и x_2 самой машины необходимо прибавить сопротивления соответствующих последовательностей линии передачи.

Для линий сопротивления прямой и обратной последовательности равны: $x_{л1}=x_{л2}=x_л$, а сопротивление нулевой последовательности $x_{л0}$ меньше первых двух. Таким образом, если, например, при двухфазном коротком замыкании на зажимах генератора внутренняя э. д. с.

$$E_б = \frac{x_{σa}+x_2}{\sqrt{3}} I,$$

то при двухфазном коротком замыкании в линии она будет

$$E_б = \left(\frac{x_{σa}+x_2}{\sqrt{3}} + \frac{2x_л}{\sqrt{3}}\right) I.$$

На рис. 14-14 представлены соответствующие построения для случая короткого замыкания в линии. Очевидно, ток при трехфазном коротком замыкании в линии будет уменьшен в отношении CB/AB (рис. 14-14, *а*), при двухфазном коротком замыкании — в отношении EB/DB (рис. 14-14, *б*) и при однофазном коротком замыкании — в отношении HB/FB (рис. 14-14, *в*).

Если в синхронном генераторе происходит замыкание накоротко одного витка или части обмотки, то вследствие весьма малого размагничивающего действия н. с. реакции якоря этой части обмотки индуктированная э. д. с. уравновешивается главным образом э. д. с. от полей рассеяния. Так как величина э. д. с. от полей рассеяния при номинальном значении тока представляет относительно небольшую часть всей э. д. с. от потока возбуждения (12—20%), то ток должен весьма сильно возрасти, пока не произойдет уравновешивание этих э. д. с. При этом тепловое действие тока в замкнутом накоротко витке становится непомерно большим, вследствие чего изоляция обычно легко повреждается и происходит замыкание короткозамкнутой секции на корпус машины.

Глава пятнадцатая

ВНЕЗАПНОЕ КОРОТКОЕ ЗАМЫКАНИЕ СИНХРОННОЙ МАШИНЫ

15-1. Физическая картина внезапного короткого замыкания

Внезапное короткое замыкание в цепи обмоток статора синхронной машины представляет собой, несмотря на свою относительно малую продолжительность, весьма тяжелый процесс как для самой машины, так и для связанных с ней аппаратов, линий передачи и сетей, так как возникающие при внезапном коротком замыкании всплески токов могут превосходить номинальные значения токов в 10—15 раз.

Процесс внезапного короткого замыкания существенно отличается от установившегося короткого замыкания. При симметричном установившемся коротком замыкании н. с. реакции якоря имеет постоянную во времени амплитуду и, вращаясь синхронно с ротором, не индуктирует токов в обмотках ротора. При внезапном же коротком замыкании токи статора изменяются по величине, вследствие чего изменяется и поток реакции якоря, индуктируя токи в обмотках ротора, влияющие в свою очередь на токи статора. Наличие подобных трансформаторных связей между статором и ротором делает процесс внезапного короткого замыкания весьма сложным.

Здесь мы ограничимся сначала анализом так называемого симметричного внезапного короткого замыкания с холостого хода, когда у возбужденного и работающего вхолостую синхронного генератора происходит одновременно короткое замыкание всех фаз

обмотки статора на выходных зажимах. Момент замыкания примем за начало отсчета времени ($t=0$).

Поскольку число фаз многофазной машины не изменяет принципиальной картины процесса внезапного короткого замыкания, рассмотрим этот процесс на примере наиболее простой неявнополюсной двухфазной синхронной машины, имеющей на роторе, кроме обмотки возбуждения по продольной оси, замкнутой на возбудитель, еще короткозамкнутую успокоительную обмотку по поперечной оси, параметры которой r_y и L_y являются такими же, как и параметры обмотки возбуждения. Для большей наглядности, так же как это выполнялось и для машин постоянного тока, на статоре расположим не барабанную обмотку, а двухфазную кольцевую обмотку. Предположим, что в начальный момент времени короткого замыкания $t=0$ (рис. 15-1) на продольной оси ротора находится ось фазы $A-A'$, а на поперечной оси находится ось фазы $B-B'$, вследствие чего э. д. с. в фазе $B-B'$ имеет при $t=0$ максимальное значение, а в фазе $A-A'$ э. д. с. равна нулю. Обмотка возбуждения создает полезный магнитный поток $\Phi_{0в}$, полностью сцепляющийся в момент $t=0$ с фазой $A-A'$, а магнитный поток в контуре обмотки фазы $B-B'$ равен нулю.[1] Кроме того, обмотка возбуждения имеет поток рассеяния $\Phi_{σв}$, сцепляющийся только с обмоткой возбуждения.

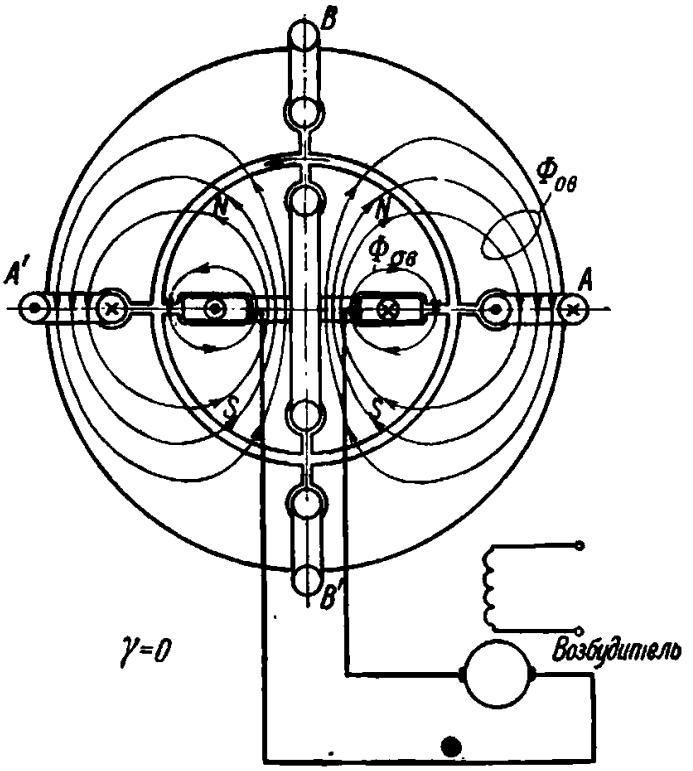


Рис. 15-1. Картина потоков синхронной машины в начальный момент внезапного короткого замыкания

При повороте ротора на 90 эл. градусов из начального положения короткого замыкания взаимное расположение обмоток статора и ротора будет иметь вид, представленный на рис. 15-2, *а*. В этом случае полезный магнитный поток возбуждения $\Phi_{0в}$ окажется выключенным из обмотки статора фазы $A-A'$ и введенным в обмотку фазы $B-B'$.

[1] В общем случае более правильно говорить о потокосцеплениях, но в выбранных примерах с одновитковыми обмотками на статоре и роторе потокосцепления на рис. 15-1 и др. равны потокам, следовательно, в этих условиях можно говорить о потоках.

Предположим сначала, что активные сопротивления обмоток статора и обмотки возбуждения равны нулю, т. е. обмотки представляют собой сверхпроводящие электрические цепи. Так как потокосцепления сверхпроводящих контуров при любых условиях должны остаться неизменными, то при повороте ротора в обмотках статора и ротора должны индуктироваться такие токи, чтобы

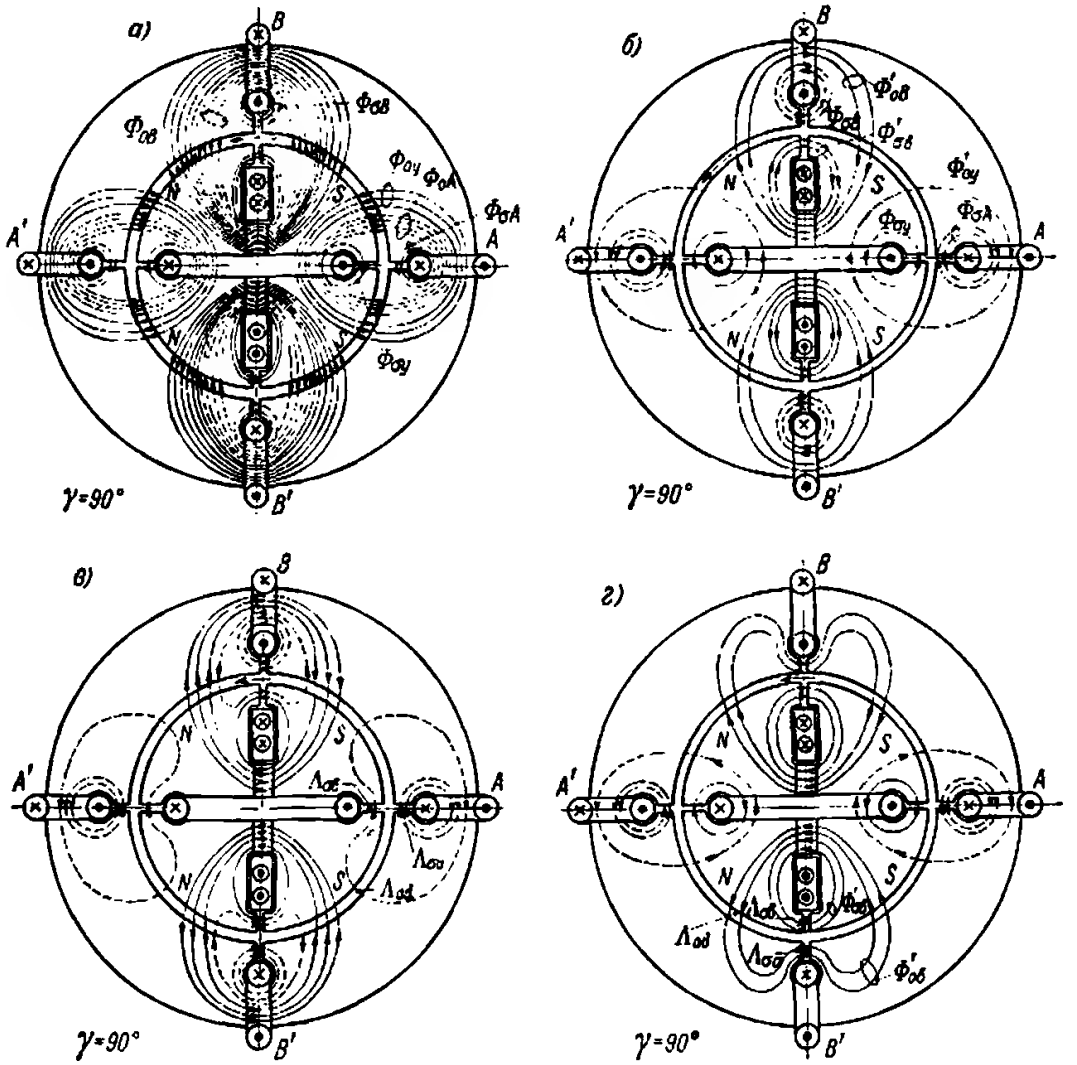


Рис. 15-2. Картины потоков синхронной машины через четверть периода после начала внезапного короткого замыкания

результирующие потокосцепления всех обмоток оставались такими же, как и в начальный момент короткого замыкания (рис. 15-1).

В силу этого при повороте ротора на угол $\gamma=90°$ (рис. 15-2, *а*) из начального положения при $t=0$ в обмотках фазы $A-A'$ индуктируется ток такого направления, что создаваемый им поток $\Phi_{0A}+\Phi_{\sigma A}$, изображенный на рис. 15-2, *а* штриховыми линиями, проходит через контур фазы $A-A'$ в таком же направлении, как и поток полюсов на рис. 15-1. При этом, однако, поскольку поток Φ_{0A} сцепляется также и с успокоительной обмоткой, в последней

индуктируется также ток такого направления, что создаваемый им поток $\Phi_{0y}+\Phi_{\sigma y}$, изображенный на рис. 15-2, *а* сплошными линиями, противодействует потоку фазы $A-A'$. В результате в обмотках фазы $A-A'$ и успокоительной обмотке появляются такие токи, что потокосцепления этих обмоток при повороте ротора (рис. 15-2, *а*) должны остаться теми же, что и при $t=0$ (рис. 15-1).

Точно так же проникновение потока возбуждения в контур фазы $B-B'$ вызывает появление в ней тока, создающего поток $\Phi_{0B}+\Phi_{\sigma B}$, который направлен против потока полюсов. Так как при этом поток Φ_{0B}, проходящий через ротор, входит в сцепление с обмоткой возбуждения, то в последней индуктируется добавочный ток, не допускающий уменьшения потокосцепления этой обмотки. В результате в обмотках фазы $B-B'$ и обмотке возбуждения также будут такие токи, что их потокосцепления при повороте ротора (рис. 15-2, *а*) будут такими же, как и при $t=0$ (рис. 15-1).

На рис. 15-2, *а* по магнитным путям взаимоиндукции через статор и ротор должны проходить магнитные линии различных направлений, вызываемые взаимно противоположными н. с. статора и ротора, вследствие чего получается результирующая картина полей, показанная на рис. 15-2, *б*. Как нетрудно видеть, потокосцепления всех обмоток оказываются такими же, как и в начальный момент времени (рис. 15-1). Поскольку из-за возрастания тока в обмотке возбуждения соответствующим образом увеличивается поток ее рассеяния по сравнению с его величиной в начальный момент $t=0$ (рис. 15-1):

$$\Phi'_{\sigma B}>\Phi_{\sigma B},$$

то соответственно уменьшается поток взаимоиндукции:

$$\Phi'_{0B}<\Phi_{0B}.$$

Однако можно построить эквивалентную картину потоков (рис. 15-2, *в*), в которой потоки, непосредственно сцепленные с обмоткой возбуждения, в момент $\gamma=\omega t=\pi/2$ будут совершенно такими же, как и для начального момента $t=0$, но зато появится дополнительный поток, сцепленный со статорной обмоткой $B-B'$ проходящий последовательно через воздушный зазор и затем по путям рассеяния системы возбуждения. Соответствующим образом могут быть представлены и сцепленные с обмотками фазы $A-A'$ потоки, которые будут иметь совершенно тот же характер, что и потоки фазы $B-B'$.

Обозначим магнитные проводимости контура взаимоиндукции через Λ_{ad}, контуров рассеяния статорных обмоток — через $\Lambda_{\sigma a}$ и обмоток ротора (возбуждения и успокоительной, принимаемых одинаковыми) — через Λ_{σ_B}. Эти проводимости соответствуют проводимостям соответствующих воздушных промежутков (рис. 15-2, *в*).

Согласно рис. 15-2, *в* поток, сцепленный с обмотками фазы $A-A'$, равен сумме двух составляющих, одна из которых проходит по пути с проводимостью Λ_{aa}, а другая — последовательно по

путям с проводимостями Λ_{ad} и $\Lambda_{\sigma_в}$. Учитывая, что при расчете эквивалентной магнитной проводимости параллельные проводимости складываются, а у последовательных складываются обратные им величины магнитных сопротивлений, найдем, что полная проводимость для всех потоков взаимоиндукции и рассеяния, сцепленных со статорными обмотками, будет

$$\Lambda_d' = \Lambda_{\sigma a} + \frac{1}{\frac{1}{\Lambda_{ad}} + \frac{1}{\Lambda_{\sigma в}}} = \Lambda_{\sigma a} + \frac{\Lambda_{\sigma в}\Lambda_{ad}}{\Lambda_{\sigma в} + \Lambda_{ad}}.$$

Поскольку сумма потоков, сцепляющихся на рис. 15-2, *в* только с обмоткой статора, должна быть равна полезному потоку $\Phi_{0в}$, проникающему в обмотку $A - A'$ в момент $\omega t = 0$, то ток в статорных обмотках $A - A'$ и $B - B'$ при принятом числе витков на фазу $w_a = 1$ будет

$$i_a = \frac{\Phi_{0в}}{\Lambda_d' w_a} = \frac{\Phi_{0в}}{\Lambda_d'}.$$

Картина потокосцеплений на рис. 15-2, *б* дает возможность также построить эквивалентную картину потоков, сцепляющихся с роторными обмотками (рис. 15-2, *г*).

Эквивалентная проводимость для потока обмотки возбуждения для начального момента времени (рис. 15-1)

$$\Lambda_{0в} = \Lambda_{\sigma в} + \Lambda_{ad},$$

а для момента $\omega t = \pi/2$ (рис. 15-2, *г*)

$$\Lambda_{0в}' = \Lambda_{\sigma в} + \frac{\Lambda_{ad}\Lambda_{\sigma a}}{\Lambda_{ad} + \Lambda_{\sigma a}},$$

так как поток рассеяния $\Phi_{\sigma в}'$, которому соответствует проводимость $\Lambda_{\sigma в}$, складывается с потоком $\Phi_{0в}'$, вытесненным на пути потока рассеяния обмотки статора, и определяется суммой магнитных сопротивлений, соответствующих проводимостям Λ_{ad} и $\Lambda_{\sigma a}$.

Поскольку результирующие потокосцепления для рис. 15-1 и 15-2, *г* равны $\Phi_{0в} + \Phi_{\sigma в} = \Phi_{0в}' + \Phi_{\sigma в}'$, то соответствующие токи возбуждения при $w_в = 1$ будут:

$$i_в = \frac{\Phi_{0в} + \Phi_{\sigma в}}{\Lambda_{0в} w_в} = \frac{\Phi_{0в} + \Phi_{\sigma в}}{\Lambda_{0в}'},$$

и

$$i_в' = \frac{\Phi_{0в}' + \Phi_{\sigma в}'}{\Lambda_{0в}' w_в} = \frac{\Phi_{0в} + \Phi_{\sigma в}}{\Lambda_{0в}},$$

откуда

$$i_в' = \frac{\Lambda_{0в}}{\Lambda_{0в}'} i_в,$$

и дополнительный всплеск тока в обмотке возбуждения в момент $\omega t=\pi/2$ по сравнению с его величиной в момент $t=0$ будет

$$\Delta i'_{\text{в}}=i'_{\text{в}}-i_{\text{в}}=\frac{\Lambda_{0\text{в}}-\Lambda'_{0\text{в}}}{\Lambda'_{0\text{в}}}i_{\text{в}}=\frac{\Lambda_{ad}^2}{\Lambda_{\sigma\text{в}}\Lambda_{ad}+\Lambda_{ad}\Lambda_{\sigma a}+\Lambda_{\sigma a}\Lambda_{\sigma\text{в}}}i_{\text{в}}.$$

Учитывая соотношения между $\Phi_{0\text{в}}$ и $\Phi_{\sigma\text{в}}$ на рис. 15-1, положим $\Lambda_{ad}=3$ и $\Lambda_{\sigma\text{в}}=1$. Тогда в соответствии с соотношениями между $\Phi_{\sigma A}$ и Φ_{0A} согласно рис. 15-2, *а*

$$\Lambda_{\sigma a}=\frac{\Phi_{\sigma A}}{\Phi_{0A}}\Lambda_{ad}=\frac{1}{2}\cdot 3=\frac{3}{2}.$$

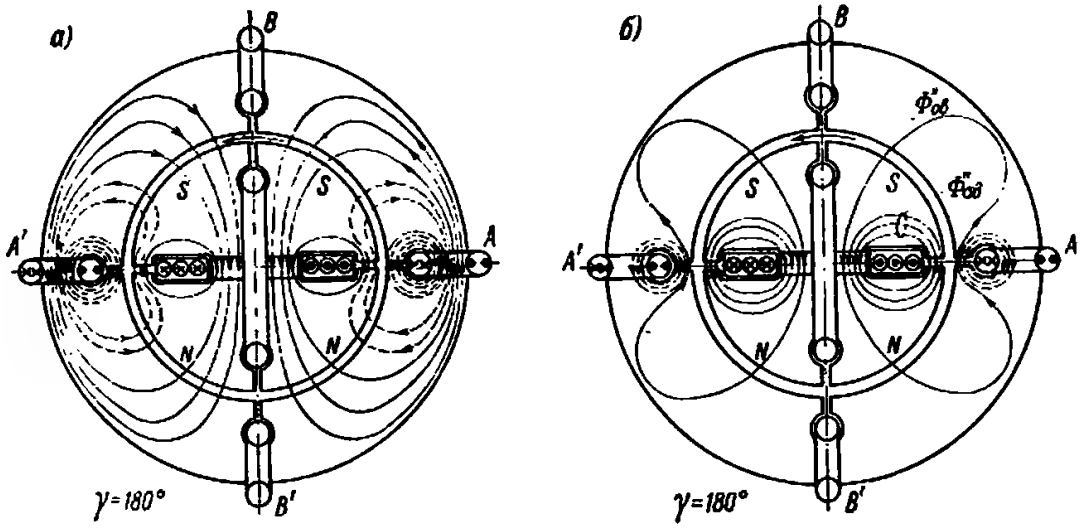


Рис. 15-3. Картины магнитных потоков синхронной машины через половину периода после начала внезапного короткого замыкания

Подставив эти значения проводимостей в выражение для $\Delta i'_{\text{в}}$, получим:

$$\Delta i'_{\text{в}}=i_{\text{в}},$$

т. е. в данном случае за четверть оборота ротора ток возбуждения возрастает до удвоенного значения.

Рассмотрим подобным же методом картину распределения потокосцеплений и токов для следующего момента времени $\omega t=\pi$, когда ротор и связанный с ним поток возбуждения повернутся из начального положения ($t=0$) на угол $\gamma=180°$.

В этом случае поток ротора проникает в контуры обмоток статора $A—A'$ в противоположном направлении, но так как потокосцепления с этими обмотками должны сохраниться равными потокосцеплениям для начального момента $t=0$ (рис. 15-1), то, очевидно, вокруг обмоток статора должно возникнуть потокосцепление, в два раза большее, чем в момент времени $\omega t=\pi/2$ (рис. 15-2, *в*), и общая картина потокосцеплений примет вид, представленный на рис. 15-3, *а*. Для возможности увеличения потокосцеплений в два раза, очевидно, в этих обмотках в момент $\omega t=\pi$ по сравнению с предыдущим моментом $\omega t=\pi/2$ должен

возрасти в два раза и ток. Наоборот, в обмотках фазы $B—B'$ в этот момент ток оказывается равным нулю, поскольку они становятся коаксиальными по отношению к обмотке возбуждения и создаваемому ею полезному потоку $\Phi_{0в}$.

Картина потокосцеплений на рис. 15-3, *а* может быть приведена к эквивалентной картине потокосцеплений, связанных с обмоткой возбуждения (рис. 15-3, *б*).

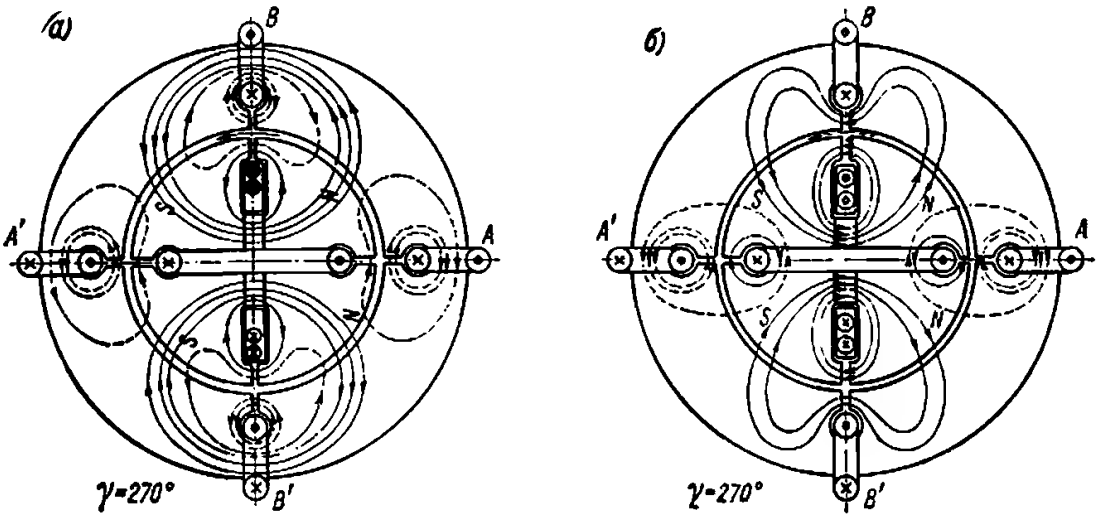


Рис. 15-4. Картина магнитных потоков синхронной машины через три четверти периода после начала внезапного короткого замыкания

В этом случае поток $\Phi''_{0в}$ согласно рис. 15-3, *б* занимает только одну четвертую часть сечения потока рассеяния статора, и поэтому результирующая проводимость потока возбуждения

$$\Lambda''_{0в} = \Lambda_{\sigma в} + \frac{\Lambda_{ad}\frac{1}{4}\Lambda_{\sigma a}}{\Lambda_{ad} + \frac{1}{4}\Lambda_{\sigma a}},$$

а всплеск тока возбуждения по отношению к его величине в момент $t=0$

$$\Delta i''_в = \frac{\Lambda_{0в} - \Lambda''_{0в}}{\Lambda''_{0в}} i_в = \frac{\Lambda_{ad}^2}{\Lambda_{\sigma в}\Lambda_{ad} + \frac{1}{4}\Lambda_{ad}\Lambda_{\sigma a} + \frac{1}{4}\Lambda_{\sigma a}\Lambda_{\sigma в}} i_в.$$

Подставив сюда значения проводимостей, получим:

$$\Delta i''_в = 2i_в,$$

т. е. к моменту времени $\omega t=\pi$ значение тока возбуждения будет утроенным.

Подобным же образом для следующего момента времени $\omega t = 3\pi/2$ могут быть построены эквивалентные картины потокосцеплений для фазных статорных обмоток $B—B'$ и $A—A'$ (рис. 15-4, *а*) и для роторных обмоток (рис. 15-4, *б*).

Картина потокосцеплений обмоток возбуждения и обмоток фазы статора $B—B'$ для момента времени $\omega t=3\pi/2$ получается идентичной картине потокосцеплений для момента времени $\omega t=\pi/2$ (рис. 15-2, *в*), но потокосцепления и токи в обмотках фазы $B—B'$ изменяют свой знак, поскольку изменяется на угол 180° направление потока возбуждения.

Потокосцепления и токи в обмотках для момента времени $\omega t=2\pi$, соответствующего повороту ротора из начального положения на угол 360°, точно такие же, как и при начальном положении ротора в момент $t=0$. Таким же образом при активных сопротивлениях обмоток, равных нулю, получаются идентичными картины распределения токов и потокосцеплений для моментов времени:

$$\omega t=\frac{\pi}{2},\ \frac{5\pi}{2},\ \frac{9\pi}{2},\ \ldots;$$

$$\omega t=\pi,\ 3\pi,\ 5\pi,\ \ldots;$$

$$\omega t=\frac{3\pi}{2},\ \frac{7\pi}{2},\ \frac{11\pi}{2},\ \ldots$$

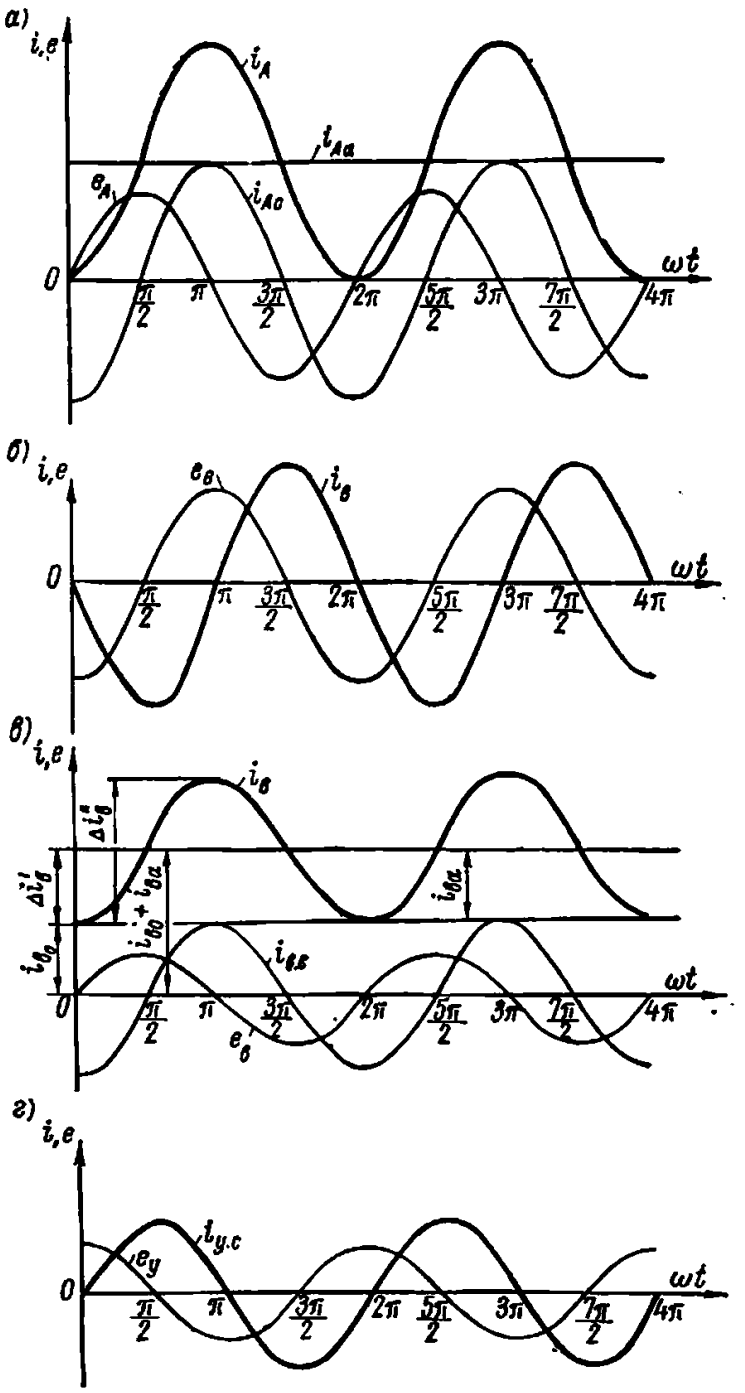


Рис. 15-5. Кривые изменения токов обмоток статора и ротора синхронной машины при внезапном коротком замыкании при отсутствии затухания

Зависимости токов в фазных обмотках статора, обмотках возбуждения и успокоительной обмотке ротора для моментов времени, соответствующих различным угловым положениям ротора после начального момента внезапного короткого замыкания $t=0$, можно выразить в виде кривых, представленных

на рис. 15-5. На рис. 15-5, *а* даны кривые э. д. с. e_A и тока i_A в обмотке фазы A—A', соответствующие картинам потокосцеплений и токов на рис. 15-1, 15-2, *б*, 15-3, *а* и 15-4, *а*. Из этих кривых видно, что ток i_A может быть разложен на две составляющие — апериодическую i_{Aa} и симметричную периодическую i_{Ac}, которая сдвинута на 90° от э. д. с. e_A, индуктированной в этой обмотке потоком взаимоиндукции $\Phi_{ов}$.

Кривые рис. 15-5, *а* соответствуют подключению контура с самоиндукцией L и активным сопротивлением $r=0$ к источнику синусоидальной э. д. с. e_A, проходящей в начальный момент $t=0$ через нулевое значение и равной

$$e_A = E_m \sin(\omega t + \psi) = L\frac{di_A}{dt},$$

что дает следующее выражение для тока:

$$i_A = \frac{1}{L}\int_0^t E_m \sin(\omega t + \psi)\,dt = -\frac{E_m}{\omega L}\cos(\omega t + \psi) + \frac{E_m}{\omega L}\cos\psi,$$

где в рассматриваемом случае $\psi=0$.

Кривые рис. 15-5, *б* дают э. д. с. e_B и ток i_B обмотки фазы B—B' в случае прохождения э. д. с. в начальный момент через отрицательный максимум, что получается, если начальная фаза $\psi=-\pi/2$. В этом случае ток

$$i_B = \frac{E_m}{\omega L}\sin\omega t.$$

На рис. 15-5, *в* представлена кривая изменения тока возбуждения $i_в$, соответствующая рис. 15-1, 15-2, *б*, 15-3, *б* и 15-4, *б*.

Результирующий ток возбуждения $i_в$ может быть разложен на следующие три составляющие:

1) начальный ток возбуждения $i_{в0}$, существующий в момент времени $t=0$ и созданный за счет э. д. с. возбудителя;

2) апериодическую составляющую $i_{ва}$, которая равна дополнительному всплеску тока возбуждения $\Delta i'_в$ в моменты времени $\omega t=\pi/2$ и $\omega t=3\pi/2$.

3) периодическую симметричную составляющую тока возбуждения $i_{вс}$ с амплитудой

$$I_{в.\,с\,m} = \Delta i'_в.$$

Максимальное отклонение тока возбуждения от начального значения $i_{в0}$ получается равным

$$2I_{в.\,с\,m} = \Delta i''_в.$$

Таким образом, результирующий ток

$$i_в = i_{в0} + i_{ва} + i_{в.\,с}.$$

Поскольку обмотки статора и обмотки ротора являются трансформаторно-связанными контурами вращающегося трансформатора, можно считать, что постоянная составляющая тока возбуждения $i_{в0}+i_{ва}=i_{в0}+\Delta i_в'$ индуктирует в фазных обмотках статора

$A—A'$ и $B—B'$ периодические токи короткого замыкания i_{Ac} и i_{Bc}, а апериодическая составляющая тока статорных обмоток i_{Aa} индуктирует в обмотке возбуждения периодический ток i_{Bc}.

На рис. 15-5, *г* изображены кривая изменения тока успокоительной обмотки $i_{y.c}$, расположенной по поперечной оси, и э. д. с. e_y, индуктированной в успокоительной обмотке апериодическим током статора.

В рассмотренном случае апериодическая составляющая тока статора величиной, равной амплитуде периодической составляющей тока статора, появилась в фазе $A—A'$, так как в начальный момент короткого замыкания обмотка возбуждения создавала с этой фазой максимальное потокосцепление и индуктированная в ней э. д. с. была равна нулю. В фазе $B—B'$ появилась только периодическая составляющая тока i_{Bc}, так как в начальный момент короткого замыкания потокосцепление этой фазы равнялось нулю, а э. д. с. e_B — максимальному значению.

При ином взаимном расположении обмоток статора и ротора в начальный момент короткого замыкания апериодическая составляющая тока может появиться только в фазе $B—B'$ или как в фазе $A—A'$, так и в фазе $B—B'$. При учете активных сопротивлений обмоток апериодические составляющие токов статора и ротора, как показывается ниже, не остаются неизменными, а постепенно затухают с определенными постоянными времени.

15-2. Потокосцепления обмоток статора и ротора синхронной машины (85, 99 а)

Для количественного анализа процесса внезапного короткого замыкания необходимо установить зависимости между потокосцеплениями и токами отдельных обмоток машины и их взаимным расположением.

Зависимости потокосцеплений статорных и роторных обмоток от изменения углового положения можно выразить аналитически, исходя из следующих положений.

На рис. 15-6 показано взаимное расположение обмоток ротора и обмоток статора двухфазной неявнополюсной синхронной машины для момента времени t, когда продольная ось ротора повернется на угол γ от оси фазы $A—A'$. За положительное направление продольной оси принято направление основного потока возбуждения ротора. Положительное направление поперечной оси ротора опережает продольную ось ротора на 90°. За положительные направления осей обмоток статора приняты направления потоков, создаваемых обмотками при прохождении тока от их начала к концу. Для простоты рассуждений числа витков роторных цепей считаются приведенными к числу витков фазных обмоток статора $w_в = w_y = w_a$.

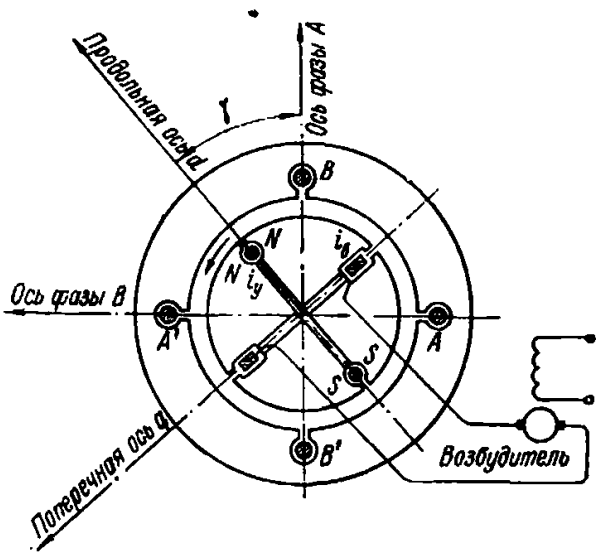


Рис. 15-6. Взаимное положение обмоток статора и ротора синхронного генератора и их осей для произвольного момента времени

Потокосцепление фазы A—A' статора, созданное н. с. ротора, получим, проектируя согласно рис. 15-6 потоки обмотки возбуждения и успокоительной обмотки, действующие по осям d и q, на ось фазы A—A':

$$\Psi_{Ap} = k\Lambda_{ad}w_a^2 i_в \cos\gamma - k\Lambda_{aq}w_a^2 i_у \sin\gamma.$$

Соответственно потокосцепление фазы B—B' с потоками ротора

$$\Psi_{Bp} = k\Lambda_{ad}w_a^2 i_в \sin\gamma + k\Lambda_{aq}w_a^2 i_у \cos\gamma.$$

Здесь $\gamma = \omega t + \gamma_0$ представляет собой изменяющийся во времени угол между положительными направлениями продольной оси ротора и оси фазы A—A' обмотки статора; Λ_{ad} и Λ_{aq} — магнитные проводимости по контурам взаимоиндукции продольной и поперечной осей ротора, которые для неявнополюсной синхронной машины принимаются равными; k — коэффициент пропорциональности, а γ_0 определяет угловое положение ротора, выбранное за начальное.

Токи i_A и i_B фаз статора создают в положительных направлениях продольной и поперечной осей ротора н. с., равные:

$$F_d = kw_a\left[i_A\cos\gamma + i_B\cos\left(\frac{\pi}{2} - \gamma\right)\right] = kw_a(i_A\cos\gamma + i_B\sin\gamma);$$

$$F_q = kw_a\left[-i_A\sin\gamma + i_B\sin\left(\frac{\pi}{2} - \gamma\right)\right] = kw_a(-i_A\sin\gamma + i_B\cos\gamma).$$

Потокосцепление фазы A—A', созданное н. с. обмоток статора:

$$\Psi_{Ac} = k\Lambda_d w_a^2\cos\gamma(i_A\cos\gamma + i_B\sin\gamma) + k\Lambda_q w_a^2\sin\gamma(i_A\sin\gamma - i_B\cos\gamma),$$

где $\Lambda_d = \Lambda_{\sigma a} + \Lambda_{ad}$ и $\Lambda_q = \Lambda_{\sigma a} + \Lambda_{aq}$ — полные проводимости статора по продольной и поперечной осям.

Аналогичным образом потокосцепление фазы B—B', обусловленное н. с. статора,

$$\Psi_{Bc} = k\Lambda_d w_a^2\sin\gamma[i_A\cos\gamma + i_B\sin\gamma] - k\Lambda_q w_a^2\cos\gamma[i_A\sin\gamma - i_B\cos\gamma].$$

Ниже ради простоты будем иметь в виду неявнополюсную синхронную машину.

Для неявнополюсной машины $\Lambda_d = \Lambda_q = \Lambda_a$, и поэтому

$$\Psi_{Ac} = k\Lambda_d w_a^2 i_A$$

и соответственно для фазы B—B'

$$\Psi_{Bc} = k\Lambda_d w_a^2 i_B.$$

Полные потокосцепления фаз A—A' и B—B' со всеми потоками, созданными н. с. статора и ротора, для неявнополюсной машины будут:

$$\Psi_A = \Psi_{Ap} + \Psi_{Ac} = k\Lambda_{ad}w_a^2(i_в\cos\gamma - i_у\sin\gamma) + k\Lambda_d w_a^2 i_A; \qquad (15\text{-}1)$$

$$\Psi_B = \Psi_{Bp} + \Psi_{Bc} = k\Lambda_{ad}w_a^2(i_в\sin\gamma + i_у\cos\gamma) + k\Lambda_d w_a^2 i_B. \qquad (15\text{-}2)$$

Соответствующим образом выражения для потокосцепления цепей ротора по поперечной и продольной его осям от н. с. обмоток статора имеют согласно рис. 15-6 следующий вид:

$$\Psi_{dc} = kw_a^2\Lambda_{ad}(i_A\cos\gamma + i_B\sin\gamma);$$

$$\Psi_{qc} = kw_a^2\Lambda_{ad}(-i_A\sin\gamma + i_B\cos\gamma).$$

Потокосцепления цепей ротора от потоков ротора, замыкающихся через статор, а также от потоков рассеяния обмоток ротора:

$$\Psi'_{dв} = kw_a^2(\Lambda_{ad} + \Lambda_{\sigma в})i_в;$$

$$\Psi'_{qу} = kw_a^2(\Lambda_{aq} + \Lambda_{\sigma у})i_у.$$

Принимая $\Lambda_{\sigma_в} \approx \Lambda_{\sigma_y}$ и обозначая $\Lambda_{ad} + \Lambda_{\sigma_в} \approx \Lambda_{aq} + \Lambda_{\sigma_y} \approx \Lambda_в$, для полных потокосцеплений ротора получаем следующие выражения:

$$\Psi_{dв} = \Psi'_{dв} + \Psi_{dc} = k\omega_a^2 \Lambda_в i_в + k\omega_a^2 \Lambda_{ad} (i_A \cos\gamma + i_B \sin\gamma); \quad (15\text{-}3)$$

$$\Psi_{qy} = \Psi'_{qy} + \Psi_{qc} = k\omega_a^2 \Lambda_в i_y + k\omega_a^2 \Lambda_{ad} (-i_A \sin\gamma + i_B \cos\gamma). \quad (15\text{-}4)$$

Если при $t=0$ принять за начальное угловое положение оси d ротора относительно оси фазы $A—A'$ угол γ_0, то, подставляя в выражения для полных потокосцеплений статорных и роторных обмоток $\gamma = \omega t + \gamma_0$, получаем следующие зависимости потокосцеплений от времени:

а) для статорных обмоток

$$\Psi_A = k\Lambda_{ad}\omega_a^2 [i_в \cos(\omega t + \gamma_0) - i_y \sin(\omega t + \gamma_0)] + k\Lambda_d \omega_a^2 i_A; \quad (15\text{-}5)$$

$$\Psi_B = k\Lambda_{ad}\omega_a^2 [i_в \sin(\omega t + \gamma_0) + i_y \cos(\omega t + \gamma_0)] + k\Lambda_d \omega_a^2 i_B; \quad (15\text{-}6)$$

б) для роторных обмоток

$$\Psi_{dв} = k\Lambda_в \omega_a^2 i_в + k\Lambda_{ad}\omega_a^2 [i_A \cos(\omega t + \gamma_0) + i_B \sin(\omega t + \gamma_0)]; \quad (15\text{-}7)$$

$$\Psi_{qy} = k\Lambda_в \omega_a^2 i_y + k\Lambda_{ad}\omega_a^2 [-i_A \sin(\omega t + \gamma_0) + i_B \cos(\omega t + \gamma_0)]. \quad (15\text{-}8)$$

Коэффициенты уравнений (15-5), (15-6), (15-7) и (15-8) представляют собой индуктивности и взаимоиндуктивности, а именно:

а) индуктивность фазы статора

$$L_d = k\Lambda_d \omega_a^2; \quad (15\text{-}9)$$

б) индуктивность обмотки возбуждения и успокоительной обмотки

$$L_в = L_y = k\Lambda_в \omega_a^2; \quad (15\text{-}10)$$

в) взаимоиндуктивность между статором и ротором при $\omega_a = \omega_в$

$$M_{ad} = k\Lambda_{ad}\omega_a^2. \quad (15\text{-}11)$$

Кроме того, обозначим в (15-5) и (15-6):

$$i_{Ap} = i_в \cos(\omega t + \gamma_0) - i_y \sin(\omega t + \gamma_0); \quad (15\text{-}12)$$

$$i_{Bp} = i_в \sin(\omega t + \gamma_0) + i_y \cos(\omega t + \gamma_0). \quad (15\text{-}13)$$

причем величину i_{Ap} можно назвать эквивалентным током ротора относительно фазы $A—A'$, а i_{Bp} — то же относительно фазы $B—B'$.

С учетом этих обозначений потокосцепления статора по (15-5) и (15-6) можно написать в следующем виде:

$$\Psi_A = M_{ad} i_{Ap} + L_d i_A; \quad (15\text{-}14)$$

$$\Psi_B = M_{ad} i_{Bp} + L_d i_B. \quad (15\text{-}15)$$

Аналогично уравнения (15-7) и (15-8) для потокосцеплений ротора можно переписать в виде:

$$\Psi_{dв} = L_в i_в + M_{ad} i_{ad}; \quad (15\text{-}16)$$

$$\Psi_{qy} = L_в i_y + M_{ad} i_{aq}, \quad (15\text{-}17)$$

где

$$i_{ad} = i_A \cos(\omega t + \gamma_0) + i_B \sin(\omega t + \gamma_0) \quad (15\text{-}18)$$

и

$$i_{aq} = -i_A \sin(\omega t + \gamma_0) + i_B \cos(\omega t + \gamma_0) \quad (15\text{-}19)$$

представляют собой соответственно эквивалентные токи статора по осям d и q ротора.

Полученные выражения для потокосцеплений действительны для любых режимов работы машины при любых зависимостях токов статора и ротора от времени.

Из уравнений (15-14) и (15-15) и уравнений (15-16) и (15-17) следует, что при рассмотрении полных потокосцеплений статорной системы эквивалентные роторные токи i_{Ap} и i_{Bp} являются, так же как и действительные статорные токи i_A и i_B, синусоидальными функциями времени с амплитудами, равными i_B и i_y. Поэтому дифференциальные уравнения статорной системы могут быть приведены к уравнениям статического трансформатора со статорными токами i_A и i_B и эквивалентными роторными токами i_{Ap} и i_{Bp}.

Соответствующим образом дифференциальные уравнения роторной системы также могут быть приведены к уравнениям статического трансформатора с действительными роторными токами i_B и i_y и эквивалентными статорными токами i_{ad} и i_{aq}.

15-3. Аналитическое исследование процесса внезапного короткого замыкания

При аналитическом рассмотрении процесса короткого замыкания будем предполагать, что параметры обмотки возбуждения и успокоительной обмотки приведены к обмотке статора, не указывая этого с помощью особых символов.

При коротком замыкании э. д. с. в цепях обмоток статора создаются только за счет изменения потокосцеплений Ψ_A и Ψ_B. Если при этом принять активные сопротивления обмоток статора и ротора равными нулю, то результирующая э. д. с. фазы A—A' должна равняться нулю:

$$-\frac{d\Psi_A}{dt}=0,$$

что согласно (15-14) дает:

$$L_d\frac{di_A}{dt}+M_{ad}\frac{di_{Ap}}{dt}=0. \tag{15-20}$$

Ток обмотки возбуждения $i_в$ можно представить в виде суммы:

$$i_в=i_{в0}+\Delta i_в,$$

где $i_{в0}$ — неизменная составляющая тока возбуждения, т. е. ток возбуждения холостого хода, создаваемый за счет э. д. с. возбудителя, а $\Delta i_в$ — ток, наводимый токами в обмотках статора.

Тогда согласно (15-12) второй член уравнения (15-20) содержит слагаемое

$$-\omega M_{ad}i_{в0}\sin(\omega t+\gamma_0)=-E_{0m}\sin(\omega t+\gamma_0), \tag{15-21}$$

представляющее собой э. д. с. обмотки статора на холостом ходу при начальной фазе $\psi=\gamma_0$.

Считая в дальнейшем, что ток i_{Ap} уже не содержит составляющей, соответствующей $i_{в0}$, уравнение цепи статора (15-20) можно переписать окончательно в виде:

$$L_d\frac{di_A}{dt}+M_{ad}\frac{di_{Ap}}{dt}=E_{0m}\sin(\omega t+\psi). \tag{15-22}$$

Согласно (15-22) и как это следует из произведенного выше физического анализа явления, внезапное короткое замыкание возбужденной синхронной машины при холостом ходе с напряжением на зажимах $e_0 = E_{0m} \sin(\omega t + \psi)$ равносильно внезапному приключению той же, но невозбужденной машины к внешней сети, имеющую в момент включения то же самое по величине и фазе напряжение $E_{0m} \sin(\omega t + \psi)$. При этом разница состоит лишь в том, что в последнем случае ток обмотки возбуждения не будет содержать составляющей холостого хода, обусловленной возбудителем.

Уравнение (15-22) определяет изменение тока статора в процессе короткого замыкания, однако оно содержит два неизвестных, и для его решения используем еще уравнение для эквивалентной роторной цепи:

$$L_в \frac{di_{Ap}}{dt} + M_{ad} \frac{di_A}{dt} = 0. \qquad (15\text{-}23)$$

Определяя из уравнения (15-23) di_{Ap}/dt и подставляя его значение в уравнение (15-22), получаем следующее дифференциальное уравнение первой степени:

$$\left(L_d - \frac{M_{ad}^2}{L_в}\right) \frac{di_A}{dt} = L_d' \frac{di_A}{dt} + E_{0m} \sin(\omega t + \psi), \qquad (15\text{-}24)$$

откуда, учитывая, что при $t = 0$ имеем $i_A = 0$, получим:

$$i_A = \frac{1}{L_d'} \int E_{0m} \sin(\omega t + \psi)\, dt + C = -\frac{E_{0m}}{\omega L_d'} \cos(\omega t + \psi) +$$

$$+ \frac{E_{0m}}{\omega L_d'} \cos\psi = i_{Ac} + i_{Aa}. \qquad (15\text{-}25)$$

Здесь

$$L_d' = L_d - \frac{M_{ad}^2}{L_в} = (M_{ad} + L_{\sigma a}) - \frac{M_{ad}^2}{M_{ad} + L_{\sigma в}} = L_{\sigma a} + \frac{1}{\frac{1}{M_{ad}} + \frac{1}{L_{\sigma в}}} \qquad (15\text{-}26)$$

представляет собой величину, эквивалентную индуктивности рассеяния статорной обмотки с учетом ее трансформаторных связей с цепями ротора, причем $L_{\sigma a}$ и $L_{\sigma в}$ — соответственно индуктивности рассеяния статорной обмотки и обмотки возбуждения ротора.

Входящее в равенство (15-25) индуктивное сопротивление

$$x_d' = \omega L_d'$$

носит название переходного сопротивления обмотки статора по продольной оси. Очевидно, что это сопротивление меньше синхронного сопротивления по продольной оси

$$x_d = \omega L_d.$$

При начальной фазе $\psi = 0$ ток в фазе A получается равным

$$i = -\frac{E_{0m}}{\omega L_d'} \cos \omega t + \frac{E_{0m}}{\omega L_d'} = i_c + i \qquad (15\text{-}27)$$

и содержит максимальную величину апериодической составляющей i_a, а при $\psi=\pi/2$ остается ток только периодической составляющей

$$i = -\frac{E_{0m}}{\omega L_d'}\sin\omega t = i_c, \tag{15-28}$$

соответствующий току фазы $B—B'$ в случае, рассмотренном на рис. 15-5.

Подобным же образом можно определить ток i_{Ap} из уравнения

$$\left(\frac{L_d L_в}{M_{ad}} - M_{ad}\right)\frac{di_{Ap}}{dt} = L_в'\frac{di_{Ap}}{dt} = -E_{0m}\sin(\omega t+\psi), \tag{15-29}$$

получаемого из уравнений (15-22) и (15-23) при исключении из них i_A. При решении уравнения (15-29) получим:

$$i_{Ap} = \frac{E_m}{\omega L_в'}\cos(\omega t+\psi) - \frac{E_m}{\omega L_в'}\cos\psi, \tag{15-30}$$

где

$$L_п' = \frac{L_d L_в M_{ad}^2}{M_{ad}}. \tag{15-31}$$

Для начальной фазы $\psi=0$ находим эквивалентный ток i_{Ap}, создающий н. с. цепей ротора по оси фазы $A—A'$:

$$i_{Ap} = \frac{E_{0m}}{\omega L_п'}\cos\omega t - \frac{E_{0m}}{\omega L_в'} = i_{Ap.\,с} + i_{Apa}.$$

Подставив в (15-30) $\psi=-\pi/2$, находим для этого же случая к. з. эквивалентный ток i_{Bp}, создающий н. с. ротора по оси фазы B:

$$i_{Bp} = \frac{E_{0m}}{\omega L_в'}\sin\omega t = i_{Bp.\,с}.$$

Действительные токи обмоток ротора могут быть найдены из уравнений (15-12) и (15-13), если решить их относительно $i_в$ и $i_у$ и подставить в них полученные значения i_{Ap} и i_{Bp}, полагая $\gamma_0=0$:

$$i_в = i_{Ap}\cos\omega t + i_{Bp}\sin\omega t = -\frac{E_{0m}}{\omega L_в'}\cos\omega t + \frac{E_{0m}}{\omega L_в'} = i_{в.\,с} + i_{вa}; \tag{15-32}$$

$$i_у = -i_{Ap}\sin\omega t + i_{Bp}\cos\omega t = \frac{E_{0m}}{\omega L_в'}\sin\omega t = I_{у.\,с\,m}\sin\omega t = i_{у.\,с}. \tag{15-33}$$

Полученные значения $i_в$ и $i_{у.с}$ соответствуют кривым рис. 15-5, за исключением того, что полученное значение $i_в$ не содержит составляющей $i_{в0}$, создаваемой возбудителем.

До сих пор активные сопротивления статора и ротора принимались равными нулю. Если учесть сначала активное сопротивление статорных обмоток r_a, то в левой части дифференциального

уравнения (15-24) необходимо добавить член $r_a i_A$, после чего оно принимает следующий вид:

$$L'_d \frac{di_A}{dt} + r_a i_A = E_{0m} \sin(\omega t + \psi), \tag{15-34}$$

а так как при $t=0$ имеем $i_A=0$, то его решением будет

$$i_A = \frac{E_{0m}}{\sqrt{r_a^2 + \omega^2 L'^2_d}} \sin(\omega t + \psi - \varphi') - \frac{E_{0m} e^{-\frac{t}{T_a}}}{\sqrt{r_a^2 + \omega^2 L'^2_d}} \sin(\psi - \varphi'), \tag{15-35}$$

где

$$\varphi' = \operatorname{arctg} \frac{\omega L'_a}{r_a} \tag{15-36}$$

и постоянная времени

$$T_a = L'_d / r_a. \tag{15-37}$$

Отсюда следует, что при наличии активного сопротивления статорной обмотки апериодическая составляющая тока короткого замыкания уже не будет оставаться постоянной, а будет затухать с постоянной времени T_a.

Таким же образом, если в дифференциальном уравнении роторной цепи (15-29) учесть активное сопротивление обмотки возбуждения, а сопротивление обмотки статора считать равным нулю, то тогда уравнение (15-29) принимает следующий вид:

$$L'_в \frac{di_{Ap}}{dt} + r_в i_{Ap} = -E_{0m} \sin(\omega t + \psi), \tag{15-38}$$

решение которого приведет к следующему выражению:

$$i_{Ap} = -\frac{E_{0m}}{\sqrt{r_в^2 + \omega^2 L'^2_в}} \sin(\omega t + \psi - \varphi'') + \frac{E_{0m} e^{-\frac{t}{T'_d}}}{\sqrt{r_в^2 + \omega^2 L'^2_в}} \sin(\psi - \varphi''), \tag{15-39}$$

где

$$\varphi'' = \operatorname{arctg} \frac{\omega L'_в}{r_в} \tag{15-40}$$

и постоянная времени

$$T'_d = L'_в / r_в. \tag{15-41}$$

Таким образом, апериодическая составляющая тока в обмотке возбуждения также не будет оставаться постоянной, а будет затухать с постоянной времени T'_d. Эквивалентные индуктивности L'_d и $L'_в$ практически мало отличаются друг от друга, поэтому отличие величин T_a и T'_d в основном зависит от различия относительных значений активных сопротивлений r_a и $r_в$. В синхронных машинах r_a бывает больше $r_в$ обычно в 5—10 раз, поэтому соответственно и постоянная времени T'_d получается заметно больше, чем T_a.

Периодические составляющие тока статорных обмоток пропорциональны сумме постоянной составляющей тока возбуждения $i_{в0}$, созданной возбудителем, и апериодической составляющей тока возбуждения $i_{ва}$, т. е. $i_{в0}+i_{ва}$, так как периодические токи статора индуктируются постоянными по направлению токами ротора. Поскольку составляющая тока возбуждения $i_{ва}$ затухает с постоянной времени T'_d, то с физической точки зрения ясно, что и соответствующая доля периодического тока статора, так называемая переходная составляющая, затухает с этой же постоянной времени. Соответственно периодические токи ротора, вызванные апериодическим током статора, затухают с постоянной времени T_a.

Для учета влияния активных сопротивлений роторных обмоток на затухание периодического тока статора и активных сопротивлений статора на затухание периодических токов ротора необходимо решить систему дифференциальных уравнений (15-22) и (15-23) с добавлением в левых частях последних членов $r_a i_A$ и $r_в i_{Ар}$. Однако вполне точное решение при этом получается относительно сложным. При реальных соотношениях между параметрами практически достаточно точные результаты можно получить следующим образом.

В соответствии со сказанным для определения тока статора, с учетом затухания его переходной составляющей, амплитуду э. д. с. холостого хода E_{0m} можно представить в виде двух составляющих, из которых одна E'_{0m}, пропорциональная постоянной составляющей тока возбуждения $i_{в0}$, является постоянной во времени, а другая с амплитудой в начальный момент времени E''_{0m}, пропорциональная апериодическому току обмотки возбуждения $i_{ва}$, затухает с постоянной времени T'_d. При этом

$$E'_{0m}+E''_{0m}=E_{0m};$$

$$E'_{0m}=\frac{i_{в0}}{i_{в0}+i_{ва}}E_{0m}=\frac{I_d}{I'_d}E_{0m};$$

$$E''_{0m}=\frac{i_в-i_{в0}}{i_{в0}+i_{ва}}E_{0m}=\frac{I'_d-I_d}{I'_d}E_{0m}=\frac{x_d-x'_d}{x_d}E_{0m},$$

так как току возбуждения холостого хода $i_{в0}$ соответствует пропорциональный ему установившийся ток короткого замыкания статора I_d (действующее значение):

$$I_d=\frac{E_{0m}}{\sqrt{2}\omega L_d}=\frac{E_{0m}}{\sqrt{2}x_d}, \qquad (15\text{-}42)$$

а полному току возбуждения в начальный момент короткого замыкания $i_в=i_{в0}+i_{ва}$ соответствует пропорциональный ему начальный периодический ток короткого замыкания статора I'_d (действующее значение), равный

$$I'_d=\frac{E_{0m}}{\sqrt{2}\omega L'_d}=\frac{E_{0m}}{\sqrt{2}x'_d}. \qquad (15\text{-}43)$$

Таким образом, уравнения для определения тока статора могут быть записаны в следующем виде:

$$\left.\begin{aligned} L_d\frac{di_A}{dt}+M_{ad}\frac{di_{Ap}}{dt}+r_a i_A&=\left(E'_{0m}+E''_{0m}\varepsilon^{-\frac{t}{T'_d}}\right)\sin(\omega t+\varphi);\\ L_в\frac{di_{Ap}}{dt}+M_{ad}\frac{di_A}{dt}+r_в i_{Ap}&\approx L_в\frac{di_{Ap}}{dt}+M_{ad}\frac{di_A}{dt}=0. \end{aligned}\right\} \quad (15\text{-}44)$$

Нужно отметить, что пренебрежение во втором уравнении членом $r_в i_{Ap}$ дает возможность получить при решении систем двух уравнений результирующее уравнение первой, а не второй степени, что облегчает решение уравнений, весьма мало отражаясь на точности получаемых результатов. Решение системы этих уравнений для тока статора при указанных выше упрощениях дает:

$$i_A=\frac{E'_{0m}+E''_{0m}\varepsilon^{-\frac{t}{T'_d}}}{\sqrt{r_a^2+\omega^2 L_d'^2}}\sin(\omega t+\psi-\varphi')-$$

$$-\frac{E_{0m}\varepsilon^{-\frac{t}{T_a}}}{\sqrt{r_a^2+\omega^2 L_d'^2}}\sin(\psi-\varphi'). \quad (15\text{-}45)$$

Если выбрать момент начала короткого замыкания $t=0$ таким образом, чтобы для фазы A—A' было $\psi=0$, то при $\varphi'\approx\pi/2$ будет $\psi-\varphi'\approx-\pi/2$ и для фазы B—B' можно использовать уравнение (15-45) при $\psi-\varphi'=-\pi$. Тогда уравнения токов для этих фаз принимают следующий вид:

$$i_A=-\frac{E'_{0m}+E''_{0m}\varepsilon^{-\frac{t}{T'_d}}}{z'_d}\cos\omega t+\frac{E_{0m}\varepsilon^{-\frac{t}{T_a}}}{z'_d}=i_{Ac}+i_{Aa}; \quad (15\text{-}46)$$

$$i_B=\frac{E'_{0m}+E''_{0m}\varepsilon^{-\frac{t}{T'_d}}}{z'_d}\sin\omega t=i_{Bc}. \quad (15\text{-}47)$$

Соответствующим образом уравнение для тока возбуждения без постоянной составляющей, поскольку в этом случае периодическая составляющая его будет затухать с постоянной времени T_a, а апериодическая — с постоянной времени T'_d, будет иметь вид:

$$i_в=-\frac{E''_{0m}\varepsilon^{-\frac{t}{T_a}}}{z'_в}\cos\omega t+\frac{E''_{0m}\varepsilon^{-\frac{t}{T'_d}}}{z'_в}. \quad (15\text{-}48)$$

В уравнениях (15-46), (15-47) и (15-48) обозначено:

$$z'_d = \sqrt{r_a^2 + \omega^2 L'^2_d} \quad \text{и} \quad z'_в = \sqrt{r_в^2 + \omega^2 L'^2_в}. \tag{15-49}$$

Активные сопротивления r_a и $r_в$ весьма малы по сравнению с индуктивными

$$x'_d = \omega L'_d \quad \text{и} \quad x'_в = \omega L'_в, \tag{15-50}$$

и поэтому можно принять $z'_d \approx x'_d$, $z_в \approx x'_в$.

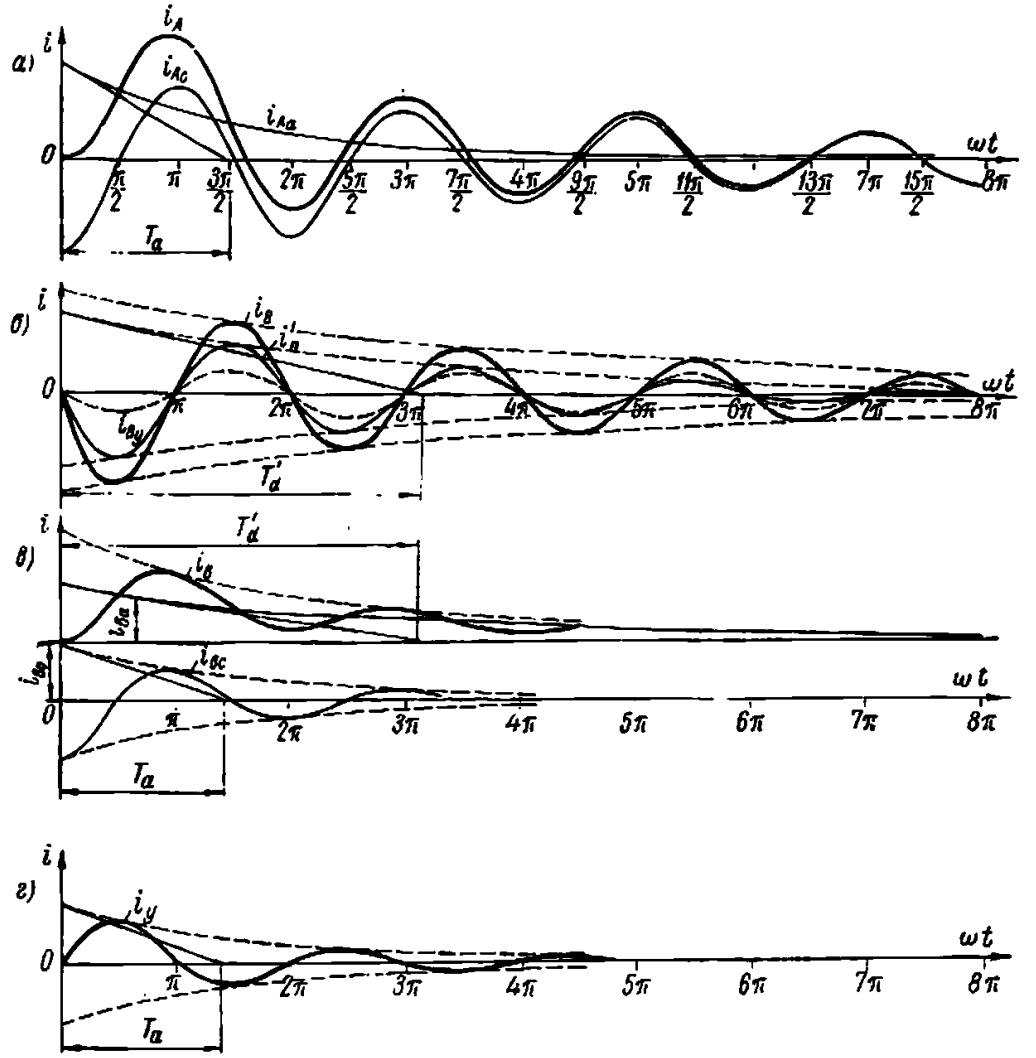


Рис. 15-7. Кривые изменения токов обмоток статора и ротора синхронной машины при внезапном коротком замыкании и наличии затухания

Сопротивление x'_d носит название переходного сопротивления статора по продольной оси, а $x'_в$ — переходного сопротивления обмотки возбуждения.

На рис. 15-7 приведены кривые изменения токов статора i_A и i_B и тока возбуждения $i_в$ для рассмотренного случая.

Периодическая составляющая тока фазы B на рис. 15-7 разложена на две составляющие: установившийся ток короткого замыкания i_{By} и затухающую с постоянной времени T'_d переходную составляющую $i'_п$.

15-4. Внезапное короткое замыкание синхронной неявнополюсной машины с успокоительными обмотками по продольной и поперечной осям

В предшествующем рассмотрении внезапного короткого замыкания был взят случай, когда успокоительная обмотка имелась только по поперечной оси, причем ее параметры (приведенные индуктивности и активное сопротивление) были равны параметрам системы возбуждения. В действительности успокоительная обмотка выполняется не только по поперечной, но и по продольной оси, причем ее приведенная индуктивность получается в быстроходных машинах несколько меньше, а приведенное активное сопротивление, наоборот, значительно больше, чем у обмотки возбуждения.

Дифференциальные уравнения трансформаторных связей цепей статора и ротора для продольной оси в этом случае, если учесть активное сопротивление успокоительной обмотки через затухающую с постоянной времени $T''_d = L''_y / r_y$ составляющую э. д. с. в статорной цепи и пренебречь активным сопротивлением обмотки возбуждения, получают следующий вид:

$$\left.\begin{aligned} L_d \frac{di_A}{dt} + M_{ad} \frac{di_{вA}}{dt} + M_{ad} \frac{di_{yA}}{dt} + r_a i_A = \left(E'''_{0m} + E^{IV}_{0m} \varepsilon^{-\frac{t}{T''_d}}\right) \times \\ \times \sin(\omega t + \psi); \\ L_в \frac{di_{вA}}{dt} + M_{ad} \frac{di_A}{dt} + M_{ad} \frac{di_{yA}}{dt} \approx 0; \\ L_y \frac{di_{yA}}{dt} + M_{ad} \frac{di_A}{dt} + M_{ad} \frac{di_{вA}}{dt} \approx 0, \end{aligned}\right\} \quad (15\text{-}51)$$

где $i_{вA}$ и i_{yA} — эквивалентные токи обмотки возбуждения и успокоительной обмотки вращающегося ротора, приведенные к неподвижной системе статорных цепей.

Исключая $i_{вA}$ и i_{yA} из уравнений (15-51), получаем:

$$L''_d \frac{di_A}{dt} + r_a i_A = \left(E'''_{0m} + E^{IV}_{0m} \varepsilon^{-\frac{t}{T''_d}}\right) \sin(\omega t + \psi), \quad (15\text{-}52)$$

где L''_d — эквивалентная индуктивность рассеяния статорной обмотки по продольной оси с учетом экранирующего действия обмотки возбуждения и успокоительной, равная:

$$L''_d = (L_d - M_{ad}) + \frac{M_{ad}(L_в - M_{ad})(L_y - M_{ad})}{L_в L_y - M^2_{ad}} = (L_d - M_{ad}) + \\ + \frac{1}{\frac{1}{M_{ad}} + \frac{1}{L_в - M_{ad}} + \frac{1}{L_y - M_{ad}}} = L_{\sigma a} + \frac{1}{\frac{1}{M_{ad}} + \frac{1}{L_{\sigma в}} + \frac{1}{L_{\sigma y}}}. \quad (15\text{-}53)$$

Решая уравнение (15-52) относительно тока i_A, находим:

$$i_A = \frac{E'''_{0m} + E^{IV}_{0m}\varepsilon^{-\frac{t}{T''_d}}}{\sqrt{r_a^2 + \omega^2 L''^2_d}} \sin(\omega t + \psi - \varphi''') -$$

$$- \frac{E_{0m}\varepsilon^{-\frac{t}{T_a}}}{\sqrt{r_a^2 + \omega^2 L''^2_d}} \sin(\psi - \varphi''') = i''_{Ac} + i''_{Aa}. \quad (15\text{-}54)$$

Здесь T_a — постоянная времени затухания апериодического тока статора при наличии успокоительной обмотки по продольной оси ротора, равная

$$T_a = L''_d / r_a, \quad (15\text{-}55)$$

и T''_d — постоянная времени затухания апериодического тока успокоительной обмотки и соответствующей составляющей периодического тока статорной обмотки, равная

$$T''_d = L''_y / r_y. \quad (15\text{-}56)$$

При этом L''_y — эквивалентная индуктивность рассеяния успокоительной обмотки по продольной оси, равная

$$L''_y = (L_y - M_{ad}) + \frac{1}{\frac{1}{M_{ad}} + \frac{1}{L_в - M_{ad}} + \frac{1}{L_d - M_{ad}}} =$$

$$= L_{\sigma y} + \frac{1}{\frac{1}{M_{ad}} + \frac{1}{L_{\sigma в}} + \frac{1}{L_{\sigma a}}}. \quad (15\text{-}57)$$

При наличии успокоительных обмоток по продольной и поперечной осям в начальный период внезапного короткого замыкания происходит более сильный всплеск токов короткого замыкания в обмотках статора и в успокоительной обмотке ротора по сравнению со случаем отсутствия успокоительной обмотки по продольной оси вследствие того, что $L''_d < L'_d$.

Однако, так как относительное активное сопротивление успокоительной обмотки r_y значительно больше сопротивления обмотки возбуждения $r_в$, то постоянная времени $T''_d < T'_d$, и поэтому всплеск токов в успокоительной обмотке весьма быстро затухает. После этого происходит более медленное затухание токов в обмотке возбуждения с постоянной времени T'_d, соответствующее процессу внезапного короткого замыкания при отсутствии успокоительной обмотки, рассмотренному ранее.

Соответственно этому периодический ток статора содержит так называемую сверхпереходную составляющую $i_п''$, соответствующую

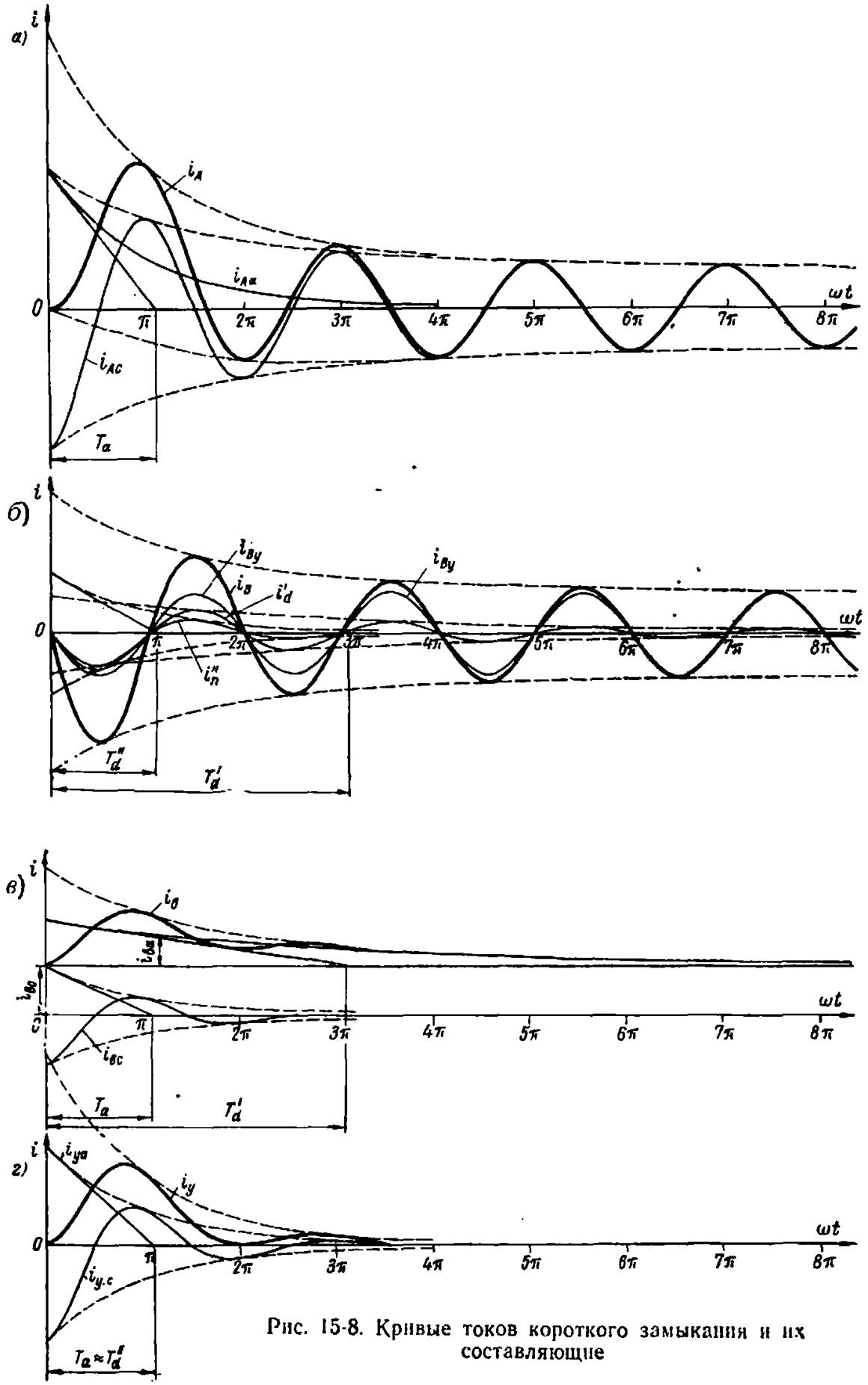


Рис. 15-8. Кривые токов короткого замыкания и их составляющие

апериодическому току успокоительной обмотки $i_{уа}$ и затухающую с постоянной времени T''_d, и переходную составляющую $i'_п$, соот-

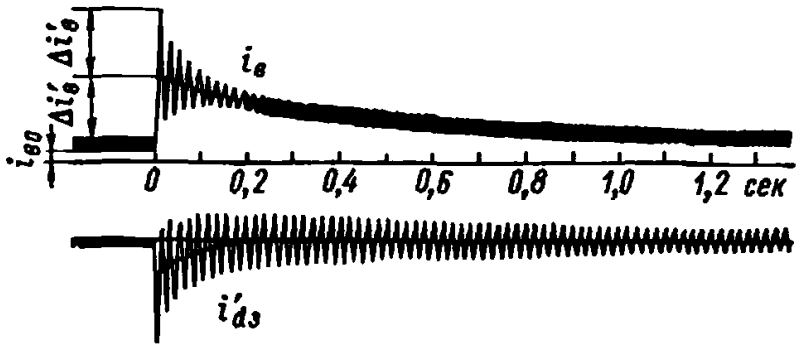


Рис. 15-9. Осциллограммы токов статора и ротора при внезапном коротком замыкании синхронного генератора без успокоительной обмотки на роторе

ветствующую апериодическому току обмотки возбуждения $i_{ва}$ и затухающую с постоянной времени T'_d.

На рис. 15-8 изображены кривые токов короткого замыкания при наличии успокоительной обмотки по продольной оси. По-

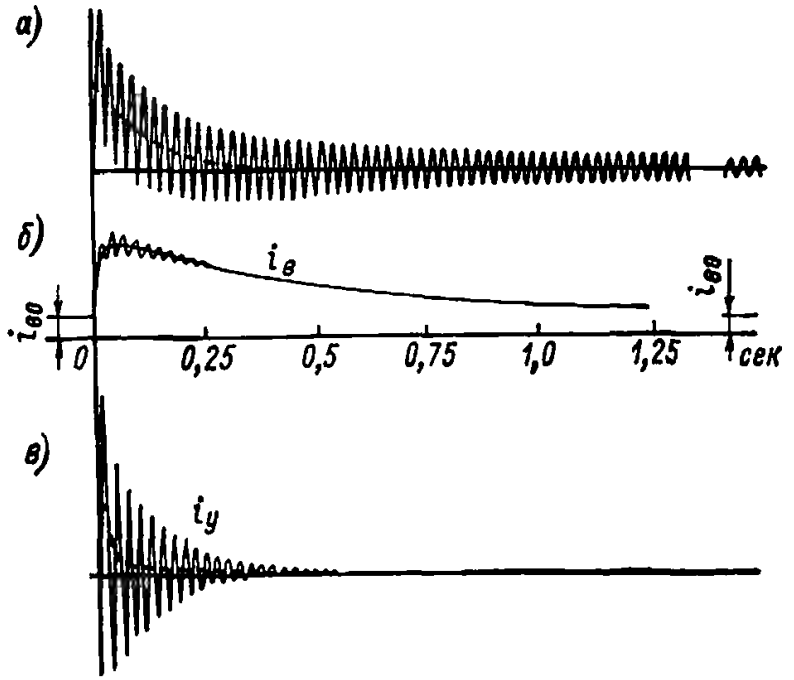


Рис. 15-10. Осциллограммы токов обмоток статора, возбуждения и успокоительной при внезапном коротком замыкании

стоянные времени T_a и T''_d обычно близки по величине и на рис. 15-8 они приняты равными.

На рис. 15-9 и 15-10 приведены осциллограммы токов внезапного короткого замыкания для генератора с успокоительной обмоткой и без нее.

15-5. Схемы замещения для индуктивных сопротивлений синхронной машины при внезапном коротком замыкании

Исходя из выражения для индуктивного сопротивления

$$x = \omega L = \omega k \Lambda w^2,$$

можно видеть, что при постоянной частоте $f = \omega/2\pi$ индуктивное сопротивление x пропорционально индуктивности L и соответственно магнитной проводимости Λ. Если выразить индуктивное сопротивление в относительных единицах, то

$$\underline{x} = \frac{xI_н}{E_н} = \frac{x}{x_н} = \frac{L}{L_н} = \underline{L} = \frac{\Lambda}{\Lambda_н} = \underline{\Lambda}, \qquad (15\text{-}58)$$

т. е. в относительных единицах индуктивные сопротивления x становятся равными относительной индуктивности $\underline{L}$ и относительной магнитной проводимости $\underline{\Lambda}$. Отсюда следует, что схемы замещения для относительных индуктивных сопротивлений могут быть одновременно схемами замещения для индуктивностей и магнитных проводимостей с тем отличием, что в физических единицах между x, L и Λ существует прямая пропорциональность, а в относительных единицах между величинами $\underline{x}$, $\underline{L}$ и $\underline{\Lambda}$ может быть поставлен знак равенства.

Если индуктивность L и активное сопротивление r выражены в физических единицах системы СИ, то их отношение L/r дает постоянную времени T в секундах. Если же они выражены в относительных единицах, то их отношение $\underline{L}/\underline{r}$ дает постоянную времени в радианах $\underline{T} = \omega T$, где время T выражено в секундах.

Таким образом, полученные нами выражения для проводимости и индуктивного сопротивления при внезапном коротком замыкании при наличии одной обмотки возбуждения по продольной оси имеют следующий вид:

$$\Lambda'_d = \Lambda_{\sigma a} + \frac{1}{\frac{1}{\Lambda_{ad}} + \frac{1}{\Lambda_{\sigma в}}}; \quad L'_d = L_{\sigma a} + \frac{1}{\frac{1}{M_{ad}} + \frac{1}{L_{\sigma в}}},$$

что дает возможность написать соответствующее выражение для переходного индуктивного сопротивления по продольной оси:

$$x'_d = \omega L'_d = x_{\sigma a} + \frac{1}{\frac{1}{x_{ad}} + \frac{1}{x_{\sigma в}}} = x_{\sigma a} + \frac{x_{ad} x_{\sigma в}}{x_{ad} + x_{\sigma в}} \qquad (15\text{-}59а)$$

и составить для x'_d схему замещения (рис. 15-11). Соответствующим образом для внезапного короткого замыкания при наличии по продольной оси ротора двух обмоток (возбуждения и успокоительной) получаются следующие выражения:

$$\Lambda''_d = \Lambda_{\sigma a} + \frac{1}{\frac{1}{\Lambda_{ad}} + \frac{1}{\Lambda_{\sigma в}} + \frac{1}{\Lambda_{\sigma у}}}; \quad L''_d = L_{\sigma a} \frac{1}{\frac{1}{M_{ad}} + \frac{1}{L_{\sigma в}} + \frac{1}{L_{\sigma у}}},$$

что дает возможность написать выражение для сверхпереходного индуктивного сопротивления по продольной оси:

$$x''_d = \omega L''_d = x_{\sigma a} + \frac{1}{\frac{1}{x_{ad}} + \frac{1}{x_{\sigma в}} + \frac{1}{x_{\sigma y}}} \qquad (15\text{-}59б)$$

и составить для x''_d схему замещения (рис. 15-12).

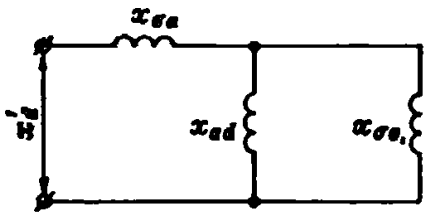


Рис. 15-11. Схема замещения для переходного индуктивного сопротивления по продольной оси

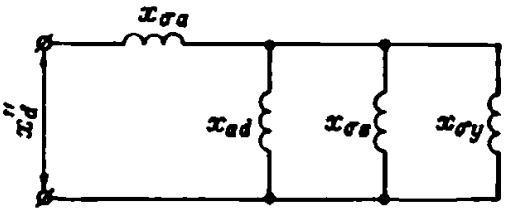


Рис. 15-12. Схема замещения для сверхпереходного сопротивления по продольной оси

При разомкнутой статорной обмотке $L_{\sigma a} = \infty$ и эквивалентная индуктивность рассеяния успокоительной обмотки по продольной оси

$$L_{y0} = L_{ay} + \frac{1}{\frac{1}{M_{ad}} + \frac{1}{L_{\sigma в}}}.$$

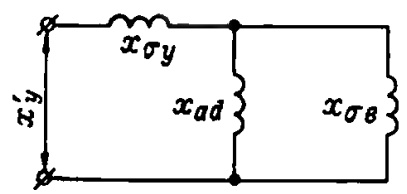


Рис. 15-13. Схема замещения для переходного индуктивного сопротивления успокоительной обмотки по продольной оси

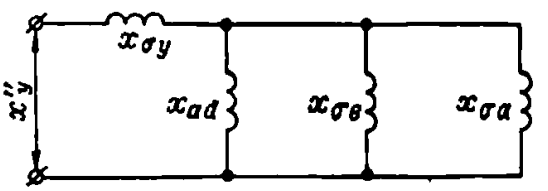


Рис. 15-14. Схема замещения для сверхпереходного индуктивного сопротивления успокоительной обмотки по продольной оси

Схемы замещения для переходного и сверхпереходного индуктивных сопротивлений успокоительной обмотки при разомкнутой и замкнутой статорной обмотке по продольной оси представлены на рис. 15-13 и 15-14. Роторные сопротивления в этих схемах приведены к статорной системе и выражены в статорных относительных единицах (§ 11-1).

Эти схемы дают возможность записать выражения для переходного и сверхпереходного сопротивлений успокоительной обмотки:

$$x'_{\text{у}} = x_{\sigma\text{у}} + \frac{1}{\frac{1}{x_{ad}} + \frac{1}{x_{\sigma\text{в}}}} = x_{\sigma\text{у}} + \frac{x_{ad}x_{\sigma\text{в}}}{x_{\sigma\text{в}} + x_{ad}}; \qquad \text{(15-59в)}$$

$$x''_{\text{у}} = x_{\sigma\text{у}} + \frac{1}{\frac{1}{x_{ad}} + \frac{1}{x_{\sigma\text{в}}} + \frac{1}{x_{\sigma a}}} = x_{\sigma\text{у}} + \frac{x_{ad}x_{\sigma\text{в}}x_{\sigma a}}{x_{\sigma\text{в}}x_{\sigma a} + x_{ad}x_{\sigma a} + x_{ad}x_{\sigma\text{в}}}. \qquad \text{(15-59г)}$$

Из выражений (15-59а), (15-59б), (15-59в) и (15-59г) получим:

$$\frac{x'_{\text{у}}}{x'_d} = \frac{x_{\sigma\text{у}}x_{\sigma\text{в}} + x_{\sigma\text{у}}x_{ad} + x_{ad}x_{\sigma\text{в}}}{x_{\sigma a}x_{ad} + x_{\sigma a}x_{\sigma\text{в}} + x_{ad}x_{\sigma\text{в}}} = \frac{x''_{\text{у}}}{x''_d},$$

откуда

$$x''_{\text{у}} = x'_{\text{у}}\frac{x''_d}{x'_d}.$$

Пример. Индуктивное сопротивление рассеяния обмотки возбуждения по данным машины в относительных единицах $\underline{x}_{\sigma\text{в}} = 0{,}239$ и индуктивное сопротивление рассеяния успокоительной обмотки в относительных единицах $\underline{x}_{\sigma\text{у}} = 0{,}172$. Полное индуктивное сопротивление системы возбуждения

$$\underline{X}_{\text{в}} = \underline{x}_{ad} + \underline{x}_{\sigma\text{в}} = 0{,}57 + 0{,}239 = 0{,}809.$$

Параметры переходных и сверхпереходных режимов по продольной оси (рис. 15-11 и 15-12) по схемам замещения статорной обмотки:

$$\underline{x}'_d = \underline{x}_{\sigma a} + \frac{1}{\frac{1}{\underline{x}_{ad}} + \frac{1}{\underline{x}_{\sigma\text{в}}}} = 0{,}125 + \frac{1}{\frac{1}{0{,}57} + \frac{1}{0{,}239}} = 0{,}293;$$

$$\underline{x}''_d = \underline{x}_{\sigma a} + \frac{1}{\frac{1}{\underline{x}_{ad}} + \frac{1}{\underline{x}_{\sigma\text{в}}} + \frac{1}{\underline{x}_{\sigma\text{у}}}} = 0{,}125 + \frac{1}{\frac{1}{0{,}57} + \frac{1}{0{,}239} + \frac{1}{0{,}172}} = 0{,}211.$$

Параметры переходных режимов по продольной оси по схеме замещения обмотки возбуждения [см. формулу (15-61)]:

$$\underline{x}'_{\text{в}} = \underline{x}_{\sigma\text{в}} + \frac{1}{\frac{1}{\underline{x}_{ad}} + \frac{1}{\underline{x}_{\sigma a}}} = 0{,}239 + \frac{1}{\frac{1}{0{,}57} + \frac{1}{0{,}125}} = 0{,}341.$$

Параметры сверхпереходных режимов по продольной оси по схеме замещения успокоительной обмотки соответственно:

$$\underline{x}''_{\text{у}} = \underline{x}_{\sigma\text{у}} + \frac{1}{\frac{1}{\underline{x}_{ad}} + \frac{1}{\underline{x}_{\sigma a}} + \frac{1}{\underline{x}_{\sigma\text{в}}}} = 0{,}172 + \frac{1}{\frac{1}{0{,}57} + \frac{1}{0{,}125} + \frac{1}{0{,}239}} = 0{,}244.$$

15-6. Постоянные времени симметричного многофазного короткого замыкания

Введенная выше постоянная времени T'_d является постоянной времени обмотки возбуждения при замкнутых обмотках статора.

Если обмотку возбуждения с током $i_в = i_{в0}$ при разомкнутых обмотках статора и отсутствии успокоительной обмотки по продольной оси замкнуть накоротко, то ток $i_в$ уменьшается до нуля по закону, определяемому уравнением

$$L_в \frac{di_в}{dt} + r_в i_в = 0.$$

Решение этого уравнения при начальных условиях $t=0$, $i_в = i_{в0}$ дает

$$i_в = i_{в0} e^{-\frac{t}{T_{d0}}},$$

где

$$\boxed{T_{d0} = \frac{L_в}{r_в} = \frac{X_в}{\omega r_в}} \qquad (15\text{-}60)$$

является постоянной времени обмотки возбуждения при разомкнутой обмотке статора. Постоянную времени обмотки возбуждения при замкнутой обмотке статора T'_d можно приближенно выразить через постоянную времени T_{d0}:

$$\boxed{T'_d = \frac{x'_в}{\omega r_в} = \frac{x'_в}{X_в} T_{d0}.}$$

Сопротивление $X_в$ для приведенной к статору обмотки возбуждения

$$X_в = x_{σв} + x_{ad}.$$

Когда обмотка статора замкнута накоротко, основной магнитный поток возбуждения вытесняется на пути потока рассеяния обмотки статора, как это видно из рис. 15-2, *г*, и тогда эквивалентная магнитная проводимость обмотки возбуждения

$$\Lambda'_в = \Lambda_{σв} + \frac{\Lambda_{ad}\Lambda_{σa}}{\Lambda_{ad} + \Lambda_{σa}},$$

так как согласно рис. 15-2, *г* магнитные сопротивления, соответствующие проводимостям $\Lambda_{δa}$ и Λ_{ad}, включены последовательно.

Эквивалентное индуктивное сопротивление обмотки возбуждения $x'_в$, соответствующее проводимости $\Lambda'_в$:

$$x'_в = x_{σв} + \frac{x_{ad}x_{σa}}{x_{ad} + x_{σa}}. \qquad (15\text{-}61)$$

На основании приведенных выражений для $x'_в$ и $X_в$ их отношение

$$\frac{x'_в}{X_в} = \frac{x_{σв} + \dfrac{x_{ad}x_{σa}}{x_{ad}+x_{σa}}}{x_{σв}+x_{ad}} = \frac{x_{ad}x_{σв} + x_{σa}x_{σв} + x_{ad}x_{σa}}{(x_{σв}+x_{ad})(x_{σa}+x_{ad})} =$$

$$= \frac{x_{σa} + \dfrac{x_{σв}x_{ad}}{x_{σв}+x_{ad}}}{x_{σa}+x_{ad}} = \frac{x'_d}{x_d}.$$

На основании полученного результата постоянная времени обмотки возбуждения при замкнутом статоре T'_d выражается через постоянную времени при разомкнутом статоре T_{d0} следующим образом:

$$T'_d = \frac{x'_d}{x_d} T_{d0}. \qquad (15\text{-}62)$$

Постоянная времени сверхпереходного тока при замкнутом статоре

$$\boxed{T''_d = \frac{x''_y}{\omega r_y}.} \qquad (15\text{-}63а)$$

Величина T''_d ввиду значительного активного сопротивления успокоительной обмотки весьма мала, обычно для турбогенераторов можно приближенно принять

$$T''_d \approx \frac{1}{8} T'_d. \qquad (15\text{-}63б)$$

Пример. Параметры рассмотренного в гл. 8 гидрогенератора $P_н = 57\,200$ *квт* в относительных единицах равны: $\underline{x}_1 = \underline{x}_d = 0{,}695$; $\underline{x}'_d = 0{,}293$; $\underline{x}''_d = 0{,}211$; $\underline{x} = 0{,}215$; $\underline{x}'_в = 0{,}341$; $\underline{X}_в = 0{,}809$; $\underline{x}''_y = 0{,}244$; $\underline{r}_a = 0{,}00468$, $\underline{r}_в = 0{,}00058$; $\underline{r}_y = 0{,}0154$.

Постоянные времени переходных режимов, соответствующих этим параметрам, равны:

1) постоянная времени обмотки возбуждения при разомкнутой статорной обмотке

$$T_{d0} = \frac{\underline{X}_в}{\omega \underline{r}_в} = \frac{0{,}809}{314 \cdot 0{,}00058} = 4{,}43 \text{ сек} \quad [\text{формула (15-60)}];$$

2) постоянная времени переходного режима обмотки возбуждения

$$T'_d = \frac{\underline{x}'_в}{\omega \underline{r}_в} = \frac{0{,}341}{314 \cdot 0{,}00058} = 1{,}88 \text{ сек},$$

иначе

$$T'_d = \frac{\underline{x}'_d}{x_d} T_{d0} = \frac{0{,}293}{0{,}695} 4{,}43 = 1{,}87 \text{ сек} \quad [\text{(формула (15-62)}];$$

3) постоянная времени сверхпереходного режима успокоительной обмотки

$$T_d'' = \frac{x_y''}{\omega r_y} = \frac{0{,}244}{314 \cdot 0{,}0154} = 0{,}0503 \text{ сек} \quad \text{[формула (15-63а)]};$$

4) постоянная времени апериодической составляющей тока обмотки статора

$$T_a = \frac{x_2}{\omega r_a} = \frac{0{,}215}{314 \cdot 0{,}00468} = 0{,}146 \text{ сек} \quad \text{(формула—см. § 15-7)}.$$

Ударный ток короткого замыкания согласно формуле (15-67)

$$i_{уд} = \frac{1{,}8 \cdot 1{,}05 \sqrt{2} U_н}{x_d''} = \frac{1{,}8 \cdot 1{,}05 \sqrt{2} \cdot 1{,}0}{0{,}211} = 12{,}7.$$

15-7. Внезапное короткое замыкание многофазной явнополюсной синхронной машины

Для явнополюсной синхронной машины поперечное синхронное индуктивное сопротивление x_q не равно продольному индуктивному сопротивлению x_d.

Рассмотрим наиболее простой тип двухфазной синхронной машины с одной обмоткой возбуждения по продольной оси, которая не имеет успокоительных обмоток.

При внезапном коротком замыкании такой машины величина апериодической составляющей тока в статорной обмотке будет при повороте ротора на 90° изменяться, так как в одном случае против рассматриваемой фазы будет находиться продольная, а затем поперечная ось.

В первом случае начальная величина апериодического тока

$$I_{adm} = \frac{E_{0m}}{x_d'},$$

а во втором

$$I_{aqm} = \frac{E_{0m}}{x_q'} = \frac{E_{0m}}{x_q},$$

среднее значение апериодического тока при $t = 0$

$$I_{a\,ср\,m} = \frac{1}{2}\left(\frac{1}{x_d'} + \frac{1}{x_q}\right) E_{0m}.$$

Если предположить, что изменение магнитной проводимости относительно ее среднего значения при переходе от продольной оси к поперечной происходит по синусоидальной функции двойной частоты, то

$$i_a = \frac{1}{2} E_{0m}\left[\left(\frac{1}{x_d'} + \frac{1}{x_q}\right)\cos 2\psi + \left(\frac{1}{x_d'} - \frac{1}{x_q}\right)\cos 2(\omega t + \psi)\right] \varepsilon^{-\frac{t}{T_a}}. \quad (15\text{-}64)$$

Величина

$$\frac{2}{\frac{1}{x'_d}+\frac{1}{x_q}}=\frac{2x'_d x_q}{x'_d+x_q}=x_2 \qquad (15\text{-}65)$$

представляет собой индуктивное сопротивление току обратного следования фаз, соответствующее режиму асинхронного хода синхронной машины.

При известном значении x_2 имеется возможность определить постоянную времени апериодической составляющей тока обмотки статора по формуле

$$\boxed{T_a=\frac{x_2}{\omega r_a}.}$$

В отношении периодического тока короткого замыкания явнополюсная конструкция не вносит каких-либо особенностей.

15-8. Полный, ударный и действующий токи многофазного симметричного короткого замыкания

Полученные выше соотношения позволяют составить выражения для полного тока короткого замыкания обмотки статора. При этом, как это делается обычно, можно в полных сопротивлениях пренебречь активными составляющими по сравнению с реактивными. Выражение для тока составляется в предположении что внезапное короткое замыкание происходит на холостом ходу с номинальным напряжением на зажимах. Ради простоты соотношения пишутся для неявнополюсных синхронных машин.

Ток короткого замыкания при номинальном напряжении

$$I_к=\frac{E_н}{x}=I_н\frac{1}{\underline{x}}.$$

Следовательно, амплитуда установившегося тока короткого замыкания будет

$$I_{cm0}=I_{нm}\frac{1}{\underline{x}_d}.$$

Амплитуда переходного симметричного начального тока короткого замыкания

$$I'_{cm0}=I_{нm}\frac{1}{\underline{x}'_d},$$

и амплитуда сверхпереходного симметричного начального тока короткого замыкания

$$I''_{cm0}=I_{нm}\frac{1}{\underline{x}''_d}.$$

Максимальная величина начального апериодического тока короткого замыкания

$$I''_{am0} = I''_{m0} = I_{нm} \frac{1}{x''_d}.$$

При затухании тока короткого замыкания его результирующая периодическая составляющая разбивается на три части:

$$i_{к.\,с} = i_c + (i'_c - i_c) + (i''_c - i'_c).$$

Переходная составляющая $i'_п = i'_c - i_c$ затухает с постоянной времени T'_d, сверхпереходная составляющая $i_п'' = i_c'' - i_c$ затухает с постоянной времени T_d'', а i_c представляет собой установившийся ток короткого замыкания. Апериодическая составляющая i_a затухает с постоянной времени T_a. Следовательно, уравнение для результирующего тока короткого замыкания может быть написано в следующем виде:

$$i_к = i_c + (i'_{c0} - i_{c\infty})\,\varepsilon^{-\frac{t}{T'_d}} + (i''_{c0} - i'_{c0})\,\varepsilon^{-\frac{t}{T''_d}} + i_{a0}\varepsilon^{-\frac{t}{T_a}} =$$

$$= I_{шm}\left[\frac{1}{x_d}\cos(\omega t + \psi) + \left(\frac{1}{x'_d} - \frac{1}{x_d}\right)\varepsilon^{-\frac{t}{T'_d}}\cos(\omega t + \psi) + \right.$$

$$\left. + \left(\frac{1}{x''_d} - \frac{1}{x'_d}\right)\varepsilon^{-\frac{t}{T''_d}}\cos(\omega t + \psi) - \frac{1}{x''_d}\varepsilon^{-\frac{t}{T_a}}\cos\psi\right]. \qquad (15\text{-}66)$$

Ударным током короткого замыкания согласно ГОСТ 183—66 называется то наибольшее возможное при данном возбуждении вращающейся машины мгновенное значение тока статора, которое получается при внезапном коротком замыкании всех линейных зажимов машины. Величина ударного тока короткого замыкания определяет уровень механических усилий в обмотках и на валу машины при коротком замыкании.

В наиболее неблагоприятном случае начальное значение апериодического тока равно начальному значению периодического тока E_m/x_d'', и максимальный всплеск тока получается через половину периода. При отсутствии затухания ударный ток был бы равен $2E_m/x_d''$.

На практике ударный ток короткого замыкания вычисляется по формуле

$$i_{уд} \approx \frac{1{,}8 \cdot 1{,}05\sqrt{2}U_н}{x''_d}, \qquad (15\text{-}67)$$

где $U_н$ — номинальное фазное напряжение; 1,8 — среднее значение так называемого ударного коэффициента, учитывающего величину затухания тока в течение полупериода. При этом предполагается, что короткое замыкание происходит на холостом ходу и множи-

тель 1,05 учитывает возможность работы машины с напряжением $1{,}05U_н$.

Действующими в настоящее время стандартами СССР величина ударного тока не ограничивается, однако каждый генератор должен выдерживать ударный ток короткого замыкания при напряжении холостого хода, равном 105% от номинального. Практически величина ударного тока может достигать 15-кратной амплитуды номинального тока.

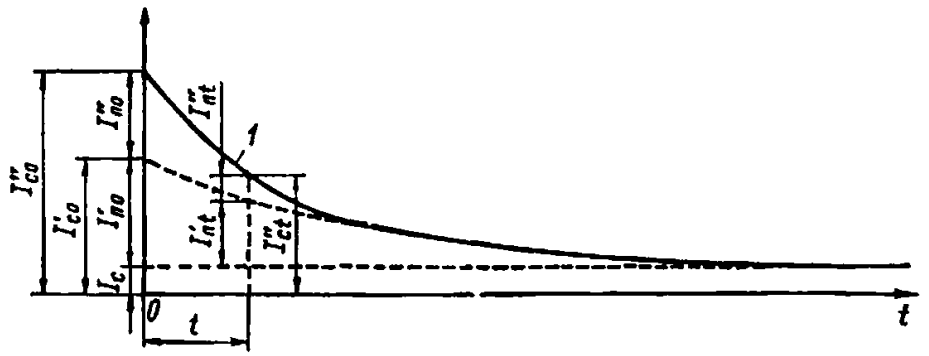


Рис. 15-15. Кривые затухания действующих значений периодического тока внезапного короткого замыкания синхронной машины

Так как периодический ток является затухающим переменным током, то для него может быть определено обычным путем для любого момента времени действующее значение тока, равное

$$I''_{ct} = I_c + (I'_{c0} - I_c)\,\varepsilon^{-\frac{t}{T'_d}} + (I''_{c0} - I'_{c0})\,\varepsilon^{-\frac{t}{T''_d}} =$$

$$= I_c + I'_{n0}\varepsilon^{-\frac{t}{T'_d}} + I''_{n0}\varepsilon^{-\frac{t}{T''_d}}. \qquad (15\text{-}68)$$

Здесь: $I''_{c0} = E_0/x''_d$ — начальное действующее значение сверхпереходного тока; $I'_{c0} = E_0/x'_d$ — начальное действующее значение переходного тока без учета сверхпереходной составляющей; $I''_{n0} = I''_{c0} - I'_{c0}$ и $I'_{n0} = I'_{c0} - I_c$ — начальные действующие значения сверхпереходной и переходной составляющих периодического тока и I_c — действующее значение установившегося тока короткого замыкания.

Затухание действующего значения результирующего периодического тока представлено кривой *1* на рис. 15-15. Очевидно, ординаты кривой на рис. 15-15 в $\sqrt{2}$ раза меньше огибающей кривой на рис. 15-8, *б*.

Начальное действующее значение результирующего тока короткого замыкания I''_0 равно корню квадратному из суммы квадратов начального действующего значения периодической составляющей тока I''_{c0} и начального значения апериодической составляющей I''_{am0}, т. е.

$$I''_0 = \sqrt{I''^2_{c0} + I''^2_{am0}} = \sqrt{I''^2_{c0} + I''^2_{cm0}} = \sqrt{I''^2_{c0} + (\sqrt{2}I''_{c0})^2} = 1{,}73I''_{c0}. \qquad (15\text{-}69)$$

Тип синхронной машины	$\underline{x}_d$ (ненасыщенные значения)	$\underline{x}_q$ (при номинальном токе)	$\underline{x}'_d$ (при номинальном напряжении)	$\underline{x}''_d$ (при номинальном напряжении)	$\underline{x}_2$ (при номинальном токе)	$\underline{x}^*_0$ (при номинальном токе)
Двухполюсные турбогенераторы	1,10	1,07	0,155	0,090	—	0,015—0,08
	0,95—1,45	0,92—1,42	0,12—0,21	0,07—0,14		
Четырехполюсные турбогенераторы	1,1	1,08	0,23	0,15	—	0,015—0,14
	1,00—1,45	0,97—1,42	0,20—0,28	0,12—0,17		
Синхронные генераторы с успокоительной обмоткой	1,15	0,75	0,37	0,24	0,24	0,02—0,20
	0,60—1,45	0,40—1,00	0,20—0,50	0,13—0,35	0,13—0,35	
Синхронные генераторы без успокоительной обмотки	1,15	0,75	0,35	0,32	0,55	0,04—0,25
	0,60—1,45	0,40—1,00	0,20—0,45	0,30—0,41	0,30—0,70	
Синхронные двигатели	1,8	1,15	0,40	0,25	0,24	0,02—0,15
	1,50—2,20	0,95—1,40	0,30—0,60	0,18—0,38	0,17—0,37	

* $\underline{x}_0$ изменяется весьма сильно с изменением шага обмотки, поэтому средние значения

** r_2 весьма сильно изменяется в зависимости от активного сопротивления успокоитель

*** $\underline{r}_a$ и $\underline{r}_{a_0}$ зависят от мощности машин. Предельные величины даны для машин от 500 до

сопротивление

Ток I_0'' больше начального действующего значения периодической составляющей тока I''_{c0} на $I''_{a0}=0{,}73I''_{c0}$.

Разность между действующим значением полного тока I_0'' и действующим значением периодического тока I''_{c0} будет затухать с постоянной времени T_a и представится выражением

$$I^*_{at}=I^*_{a0}\varepsilon^{-\frac{t}{T'_a}}=0{,}73I^*_{n0}\varepsilon^{-\frac{t}{T_a}}. \qquad (15\text{-}70)$$

Действующее значение полного тока, следовательно, будет

$$I^*_t=I^*_{ct}+I^*_{at}=I_c+I'_{n0}\varepsilon^{-\frac{t}{T'_d}}+I^*_{n0}\varepsilon^{-\frac{t}{T''_d}}+0{,}73I^*_{c0}\varepsilon^{-\frac{t}{T_a}}. \qquad (15\text{-}71)$$

Затухание действующего значения полного тока показано кривой *1* на рис. 15—16. Кривая *2* этого рисунка представляет собой затухание апериодической составляющей тока, а кривая *3* — затухание действующего значения периодической составляющей тока.

Уравнение для действующего значения тока при внезапном коротком замыкании при напряжении холостого хода, равном $U=U_н$, будет в относительных единицах иметь следующий вид:

$$\underline{I}^*_t=\frac{1}{\underline{x}_d}+\left(\frac{1}{\underline{x}'_d}-\frac{1}{\underline{x}_d}\right)\varepsilon^{-\frac{t}{T'_d}}+\left(\frac{1}{\underline{x}''_d}-\frac{1}{\underline{x}'_d}\right)\varepsilon^{-\frac{t}{T''_d}}+$$

$$+0{,}73\frac{1}{\underline{x}''_d}\varepsilon^{-\frac{t}{T_a}}. \qquad (15\text{-}72)$$

Таблица 15-1

x_p (индуктивность Потье)	r_2^{**}	r_a^{***}	$r_{a_0}^{***}$	T_{d0}	T'_d	T''_d	t_a
0,09	0,025—0,04	0,003—0,008	0,0015—0,005	4,4	0,6	0,035	0,09
0,07—0,14				2,8—6,2	0,35—0,90	0,02—0,05	0,04—0,15
0,17	0,03—0,045	0,003—0,008	0,0015—0,005	6,2	1,3	0,035	0,2
0,12—0,24				4,0—9,2	0,9—1,8	0,02—0,05	0,15—0,35
0,32	0,012—0,20	0,003—0,015	0,003—0,020	5,6	1,8	0,055	0,15
0,17—0,40				1,5—9,5	0,5—3,3	0,01—0,05	0,03—0,25
0,31	0,03—0,045	0,003—0,010	0,003—0,020	6,6	2,0	—	0,30
0,17—0,38				3,0—10,5	1,0—3,3		0,1—0,5
0,34	0,025—0,07	0,004—0,010	0,002—0,015	9,0	2,0	0,035	0,17
0,23—0,45				5,0—11,5	1,2—2,8	0,02—0,05	0,1—0,3

могут быть даны только весьма приближенно: x_0 изменяется в пределах от 0.1 x''_d до 0.7 x''_d

ной обмотки.

50 000 *ке·а*. Здесь r_{a_0} — сопротивление обмотки статора постоянному току, а r_a — ее активное

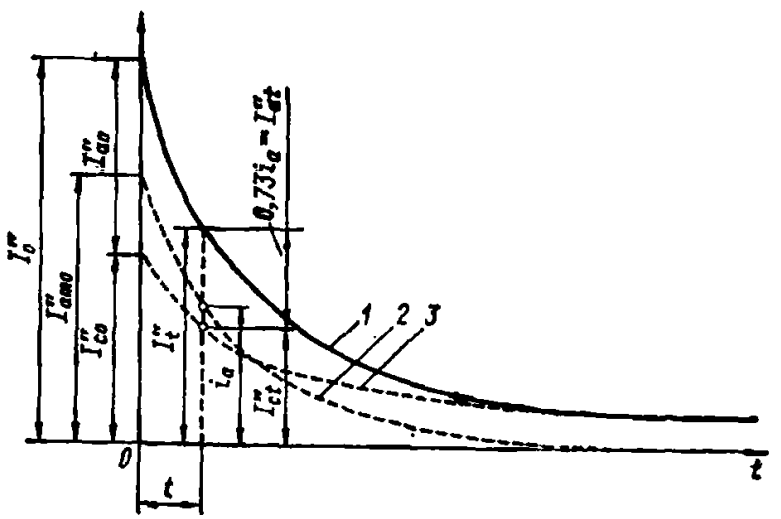


Рис. 15-16. Кривые затухания действующих значений полного тока короткого замыкания и его составляющих

Это уравнение получается из (15-71) путем подстановки в него

$$I_c = \frac{U_н}{x_d}, \quad I'_{п0} = U_н\left(\frac{1}{x'_d} - \frac{1}{x_d}\right),$$

$$I''_{п0} = U_н\left(\frac{1}{x''_d} - \frac{1}{x'_d}\right), \quad I''_{c0} = \frac{U_н}{x''_d},$$

где

$$x_d = \frac{x_d U_н}{I_н}, \quad x'_d = \frac{x'_d U_н}{I_н}, \quad x''_d = \frac{x''_d U_н}{I_н},$$

и деления всех членов этого уравнения на $I_н$.

Типичные параметры синхронных машин, необходимые для расчета токов короткого замыкания, приводятся в табл. 15-1. Индуктивные сопротивления даны в относительных единицах, постоянные времени — в секундах. Верхние величины дают средние значения, нижние величины — нижние и верхние предельные значения.

15-9. Внезапное несимметричное короткое замыкание синхронной машины

А. Физическая сторона явлений. Рассмотрим начальный процесс двухфазного и однофазного короткого замыкания, пренебрегая затуханием токов в статорных и роторных обмотках.

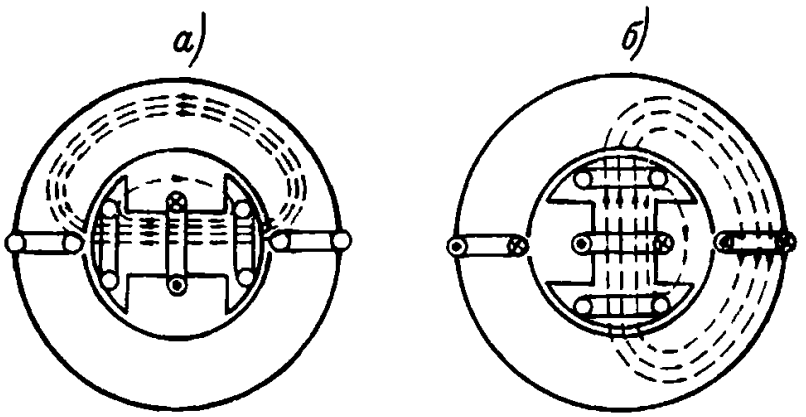


Рис. 15-17. Взаимное положение обмоток статора и ротора при внезапном коротком замыкании: *а* — в случае отсутствия апериодического тока статора и *б* — в случае его наличия

Пусть внезапное короткое замыкание произошло в момент, когда ось эквивалентной статорной обмотки была перпендикулярна продольной оси ротора (рис. 15-17, *а*), что будет соответствовать возникновению одного только периодического тока в статорной обмотке. Эквивалентная взаимоиндуктивность M статорной и роторной обмоток не будет постоянной, как в случае многофазного короткого замыкания, а будет изменяться пропорционально $\sin \omega t$:

$$M = k\Lambda_{ad} w_a w_в \sin \omega t.$$

При повороте ротора из начального положения на угол $\pi/2$ взаимоиндуктивность достигает максимума; поэтому при постоянстве начального значения потока Φ_0 при этом положении ротора возникнет наибольший всплеск тока, равный в обмотке статора E_0/x'_d и в обмотке возбуждения

$$\Delta i_в \approx \frac{x_d - x'_d}{x'_d} i_{в0},$$

который упадет до значения

$$\Delta i_{\text{п}} = \frac{x_q - x'_q}{x'_q} i_{\text{в0}} \approx 0,$$

когда ротор повернется на угол π из начального положения, и т. д.

В результате, при наличии в статорной обмотке одной только периодической составляющей тока, в обмотке возбуждения будет, в отличие от многофазного короткого замыкания, возникать переменная добавочная составляющая тока возбуждения, пиковые значения которой будут достигать значений постоянной добавочной

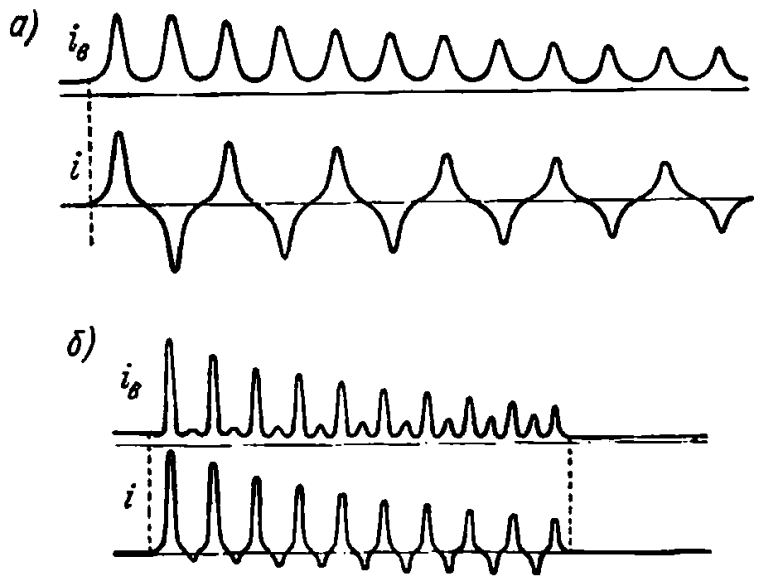


Рис. 15-18. Осциллограммы токов двухфазного внезапного короткого замыкания: *а* — в случае отсутствия апериодического тока статора и *б* — в случае его наличия

составляющей при многофазном коротком замыкании. Как видно из кривых токов статора и обмотки возбуждения (рис. 15-18, *а*), в этом случае в периодических составляющих токов обеих обмоток будет значительное содержание гармонических. Появление этих гармонических легко объясняется тем обстоятельством, что пульсирующая н. с. статорной обмотки создает не только прямо, но и обратно вращающееся синхронное поле, которое при отсутствии полной успокоительной системы на роторе вызывает ток удвоенной частоты в обмотке возбуждения и ток третьей гармонической в статорной обмотке. Эти токи в свою очередь вызовут появление в обмотке возбуждения ряда четных и в статорной обмотке ряда нечетных гармонических тока. Ввиду наличия сопротивления обмотки возбуждения потоки в машине начнут затухать, и соответственно начнут затухать токи и в статорной обмотке, как это видно из осциллограммы двухфазного короткого замыкания рис. 15-18, *а*.

Если внезапное двухфазное или однофазное короткое замыкание началось в момент совпадения оси эквивалентной обмотки статора и оси обмотки возбуждения (рис. 15-17, *б*), то в этом случае наибольшая взаимоиндуктивность этих обмоток будет в начальный момент и через моменты времени, соответствующие повороту ротора от этого положения на угол $2k\pi$, где k — целое число.

В этом случае в статорной обмотке появится и апериодическая составляющая тока; поэтому наибольшие начальные всплески токов при пренебрежении активными сопротивлениями получаются в два раза больше (рис. 15-18, *б*), чем при наличии только периодического тока короткого замыкания (рис. 15-18, *а*). Апериодическая составляющая статорного тока вызовет появление в обмотке возбуждения нечетных, а в статорной обмотке четных гармонических тока, в результате чего весь процесс изменения токов будет иметь вид, представленный на рис. 15-18, *б*. Из этих кривых видно, что после затухания апериодической составляющей тока оба процесса затухания токов начинают носить такой же характер, как и при симметричном коротком замыкании. После окончания процесса затухания токов и перехода машины в режим установившегося короткого замыкания в обмотке возбуждения остаются заметно выраженные четные гармонические тока, как это можно видеть из осциллограмм рис. 15-18, *а* и *б*.

При наличии полной успокоительной обмотки на роторе или при массивном роторе, имеющемся у неявнополюсных машин типа турбогенераторов, обратносинхронное поле является практически затушенным; поэтому гармонические тока статорной обмотки исчезают, и процесс начинает носить такой же характер, как при многофазном коротком замыкании. При этом несколько снижаются величины переменных составляющих и в токе возбуждения.

При внезапном однофазном и двухфазном коротком замыкании трехфазной машины, а также при коротком замыкании однофазной машины кратность начального значения тока будет зависеть от величины апериодической составляющей тока. Если внезапное короткое замыкание происходит в момент прохождения э. д. с. обмотки машины через нуль, то возникает максимально возможная апериодическая составляющая тока, и поэтому получается максимально возможный всплеск начального тока внезапного короткого замыкания. Наоборот, при замыкании обмотки в момент прохождения ее э. д. с. через максимум апериодическая составляющая тока становится равной нулю, поэтому сразу наступает периодический режим, при котором получается наименьший возможный всплеск начального тока внезапного короткого замыкания.

При однофазном коротком замыкании обмотка статора создает пульсирующую н. с., поэтому создается не только синхронное поле, но и обратносинхронное поле якоря, создающее в обмотках ротора токи удвоенной частоты.

Б. Основные соотношения. Начальные действующие значения токов при однофазном и двухфазном коротком замыкании вычисляются по формулам, аналогичным для установившихся токов

несимметричных коротких замыканий, в них только $x_1 = x_d$ заменяется через x'_d (или соответственно через x''_d), а x_2 и x_0 остаются практически одинаковыми как для установившихся, так и для переходных режимов.

Объясняется это тем, что потоки статора обратной и нулевой последовательности в отличие от потока прямой последовательности вступают в трансформаторное взаимодействие с обмотками ротора уже при установившемся режиме, и поэтому в отношении проявления и действия этих потоков нет существенной разницы между установившимся и переходным режимами.

Таким образом, для установившихся и начальных действующих значений токов двухфазного короткого замыкания при $E_0 = U_н$ имеем:

$$\left.\begin{aligned} I_{c2} &= \frac{\sqrt{3}E_0}{x_d + x_2} = \frac{\sqrt{3}I_н}{\underline{x}_d + \underline{x}_2}; \\ I'_{c02} &= \frac{\sqrt{3}E_0}{x'_d + x_2} = \frac{\sqrt{3}I_н}{\underline{x}'_d + \underline{x}_2}; \\ I''_{c02} &= \frac{\sqrt{3}E_0}{x''_d + x_2} = \frac{\sqrt{3}I_н}{\underline{x}''_d + \underline{x}_2} \end{aligned}\right\} \qquad (15\text{-}73)$$

и соответственно для однофазного короткого замыкания:

$$\left.\begin{aligned} I_{c1} &= \frac{3E_0}{x_d + x_2 + x_0} = \frac{3I_н}{\underline{x}_d + \underline{x}_2 + \underline{x}_0}; \\ I'_{c01} &= \frac{3E_0}{x'_d + x_2 + x_0} = \frac{3I_н}{\underline{x}'_d + \underline{x}_2 + \underline{x}_0}; \\ I''_{c01} &= \frac{3E_0}{x''_d + x_2 + x_0} = \frac{3I_н}{\underline{x}''_d + \underline{x}_2 + \underline{x}_0}. \end{aligned}\right\} \qquad (15\text{-}74)$$

Для среднего квадратичного значения тока внезапного короткого замыкания может быть написано в общем виде следующее уравнение:

$$I''_{vt} = I_{cv} + (I'_{c0v} - I_{cv})\, e^{-\frac{t}{T''_{dv}}} + (I''_{c0v} - I'_{c0v})\, e^{-\frac{t}{T'_{dv}}} + I''_{d0v} e^{-\frac{t}{T_{av}}}. \qquad (15\text{-}75)$$

где v представляет собой индекс, характеризующий короткое замыкание: $v=3$ при трехфазном, $v=2$ при двухфазном и $v=1$ при однофазном коротком замыкании. Постоянные времени T'_{dv}, T''_{dv} и T_{av} подставляются в это уравнение соответственно роду короткого замыкания.

Постоянные времени сверхпереходной составляющей тока могут быть приняты одинаковыми для всех родов коротких замыканий равными:

$$T''_{d3} = T''_{d2} = T''_{d1} \approx \frac{1}{8} T'_d.$$

Постоянные времени затухания переходной составляющей тока:

$$\left.\begin{aligned} T'_{d3} &= T'_d = \frac{x'_d}{x_d} T_{d0}; \\ T'_{d2} &= \frac{x'_d + x_2}{x_d + x_2} T_{d0}; \\ T'_{d1} &= \frac{x'_d + x_2 + x_0}{x_d + x_2 + x_0} T_{d0}. \end{aligned}\right\} \qquad (15\text{-}76)$$

Постоянные времени затухания апериодической составляющей тока:

$$\left.\begin{aligned} T_{a3} &= T_{a2} = \frac{x_2}{\omega r_a}; \\ T_{a1} &= \frac{2x_2 + x_0}{3\omega r_a}. \end{aligned}\right\} \qquad (15\text{-}77)$$

Пример. Определим по формулам (15-76) и (15-77) постоянные времени для различных видов внезапного короткого замыкания на зажимах при холостом ходе для рассмотренного нами в качестве примера гидрогенератора с $P_н = 57\,200$ *квт*, учитывая полученные ранее величины относительных индуктивных сопротивлений: $\underline{x}_1 = \underline{x}_d = 0{,}695$; $\underline{x}'_d = 0{,}291$; $\underline{x}_2 = 0{,}215$; $\underline{x}_0 = 0{,}054$; $\underline{r}_a = 0{,}00468$.

Получим:

$$T'_{d3} = T'_d = \frac{\underline{x}'_d}{\underline{x}_d} T_{d0} = \frac{0{,}291}{0{,}695} 4{,}43 = 1{,}87 \text{ сек};$$

$$T'_{d2} = \frac{\underline{x}'_d + \underline{x}_2}{\underline{x}_1 + \underline{x}_2} T_{d0} = \frac{0{,}291 + 0{,}215}{0{,}695 + 0{,}215} 4{,}43 = 2{,}46 \text{ сек};$$

$$T_{d1} = \frac{\underline{x}'_d + \underline{x}_2 + \underline{x}_0}{\underline{x}_1 + \underline{x}_2 + \underline{x}_0} T_{d0} = \frac{0{,}291 + 0{,}215 + 0{,}054}{0{,}695 + 0{,}215 + 0{,}054} 4{,}43 = 2{,}57 \text{ сек};$$

$$T_{a3} = T_{a2} = \frac{\underline{x}_2}{\omega \underline{r}_a} = \frac{0{,}215}{314 \cdot 0{,}00468} = 0{,}146 \text{ сек};$$

$$T_{a1} = \frac{2\underline{x}_2 + \underline{x}_0}{3\omega \underline{r}_a} = \frac{2 \cdot 0{,}215 + 0{,}054}{3 \cdot 314 \cdot 0{,}00468} = 0{,}11 \text{ сек}.$$

Глава шестнадцатая

КОЛЕБАНИЯ СИНХРОННЫХ МАШИН

16-1. Общая физическая картина колебаний

Синхронная машина, присоединенная к мощной сети, имеющей постоянное напряжение и строго постоянную частоту, обладает способностью колебаться около своей средней скорости вращения при нарушении равенства между вращающим моментом M, прило-

женным к ее валу, и развиваемым ею электромагнитным моментом $M_{эм}$.

При постоянной угловой скорости $\Omega = \text{const}$ механический вращающий момент M, приложенный к валу синхронной машины, уравновешивается электромагнитным моментом $M_{эм}$, и поэтому

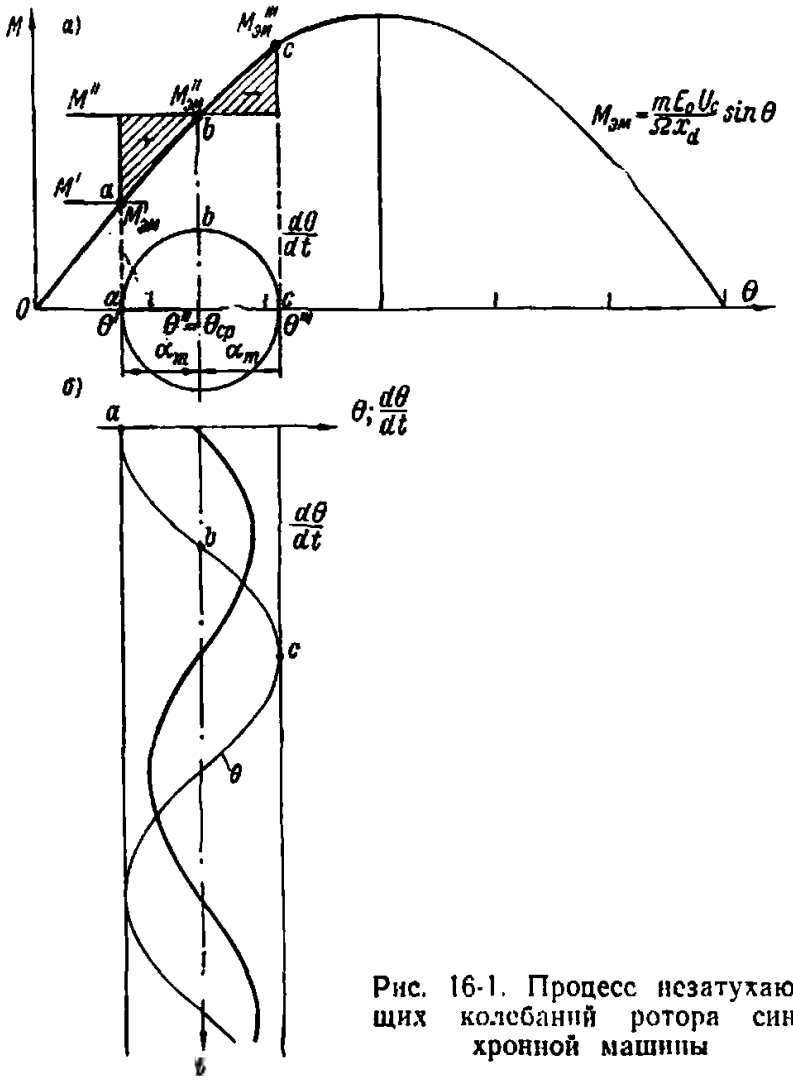


Рис. 16-1. Процесс незатухающих колебаний ротора синхронной машины

уравнение равновесия моментов в этом случае имеет следующий простой вид:

$$M = M_{эм}.$$

Если по тем или иным причинам это равенство моментов нарушается и $M \neq M_{эм}$, то в этом случае равновесие моментов достигается за счет динамического момента

$$M_j = J\frac{d\Omega}{dt},$$

возникающего вследствие изменения угловой скорости машины:

$$M = M_{эм} + M_j = M_{эм} + J\frac{d\Omega}{dt}, \qquad (16\text{-}1)$$

где J — момент инерции вращающихся частей синхронной машины.

Предположим, например, что произошло очень быстрое изменение вращающего момента приводного двигателя неявнополюсного генератора, у которого начальной нагрузке соответствовал некоторый определенный угол сдвига θ' вектора э. д. с. $\dot{E}_0$ от вектора напряжения $\dot{U}$ (точка a, рис. 16-1, a).

При пренебрежении потерями в меди статора электромагнитный момент

$$M_{эм} = \frac{P_{эм}}{\Omega} = \frac{mE_0U}{\Omega x_d} \sin\theta,$$

где $\Omega = \omega/p$ — механическая угловая скорость вращения ротора генератора.

При увеличении вращающего момента от M' до M'' должен увеличиться при переходе к новому положению равновесия и электромагнитный момент от $M'_{эм}$ до $M''_{эм}$, для чего при неизменном возбуждении ($E_0 = \text{const}$) должен измениться угол от θ' до θ''. Если бы роторная система синхронной машины не обладала инерцией и кинетической энергией, то ротор мгновенно перешел бы в новое угловое положение и сразу наступило бы новое состояние равновесия между приложенным и электромагнитным моментами $M'' = M''_{эм}$. Однако вследствие того, что вращающаяся роторная система обладает определенным моментом инерции J, изменение угла будет совершаться с некоторым переменным ускорением согласно уравнению

$$M'' = M_{эм} + M_j = \frac{mE_0U}{\Omega x_d} \sin\theta + \frac{J}{p}\frac{d\omega}{dt},$$

если отвлечься от влияния дополнительных токов, индуктируемых в обмотках в процессе колебаний при изменении угла θ.

Ротор, получающий угловое ускорение $\frac{d\Omega}{dt} = \frac{1}{p}\frac{d\omega}{dt}$, начинает постепенно повышать свою угловую скорость Ω, вследствие чего начинает изменяться угол сдвига θ вектора $\dot{E}$ от вектора $\dot{U}$. Когда θ сделается равным $\theta'' = \theta_{ср}$ (точка b, рис. 16-1, a), наступит равновесие между моментами $M'' = M''_{эм} = M_{эм.\,ср}$; но так как за период перехода от угла θ' к углу θ'' ротор накопил некоторый добавочный запас кинетической энергии, равный $J\frac{\Omega''^2 - \Omega'^2}{2}$, и угловая скорость ротора Ω становится больше синхронной скорости Ω_c, то изменение угла θ не приостановится, а будет продолжаться и далее, вследствие чего снова произойдет нарушение равенства между моментами M и $M_{эм}$.

Теперь уже $M_{эм} > M''$, и ускорение $d\Omega/dt$ становится отрицательным. Поэтому угловая скорость Ω начинает постепенно уменьшаться, пока ротор не достигнет своей синхронной скорости Ω_c при новом значении угла $\theta = \theta'''$ (точка c, рис. 16-1, a) и соответствующем ему новом значении электромагнитного момента $M'''_{эм}$. Однако в точке c (рис. 16-1, a) моменты оказываются неуравнове-

шенными: $M'''_{эм} > M''$, ускорение остается отрицательным и ротор продолжает замедляться. Поэтому скорость ротора становится меньше синхронной, и вместе с тем начинает уменьшаться угол 0, пока опять не наступит равновесное состояние моментов $M'' = M_{эм}$ снова в точке b (рис. 16-1, $а$). При этом скорость ротора будет ниже синхронной, поэтому угол θ продолжает уменьшаться и электромагнитный момент генератора изменяется по участку кривой рис. 16-1, $а$ от точки b к точке $а$. Здесь $M'_{эм} < M''$, но так как ротор получает положительное ускорение, то его скорость начнет возрастать и в точке $а$ достигнет синхронной, т. е. система возвращается к ранее рассмотренному начальному положению.

Очевидно, процесс начнет повторяться и далее в той же последовательности, если успокаивающие силы не будут вызывать затухания процесса колебаний. При затухании же колебаний система через некоторый промежуток времени достигнет своего окончательного положения равновесия при $M'' = M_{эм}$ и $\theta = \theta''$.

На рис. 16-1, $б$ в функции времени показано изменение угла θ и относительной скорости $d\theta/dt$.

Заметим здесь, что синхронная машина может быть выведена из состояния равновесия не только внезапным изменением момента, приложенного к ее валу, но также и рядом других причин. К ним относятся, например, внезапное изменение параметров внешней цепи, отключение участка параллельной линии от линии, связывающей синхронную машину с мощной системой, или приключение этого участка к ней; короткое замыкание в линии и последующее его отключение; недостаточно точное включение генератора в сеть при его синхронизации и т. п.).

Выражение для электромагнитного момента при колебаниях может быть представлено в следующем виде:

$$M_{эм} = \frac{mE_0U}{\Omega x_d}\sin(\theta_{ср} + \alpha) = \frac{mE_0U}{\Omega x_d}\sin\theta_{ср}\cos\alpha + \\ + \frac{mE_0U}{\Omega_{ср}x_d}\cos\theta_{ср}\sin\alpha, \quad (16\text{-}2)$$

где α — отклонение угла θ от его среднего значения $\theta_{ср}$.

Если изменения угла θ относительно невелики ($\alpha < 20°$), то можно без заметной погрешности заменить $\cos\alpha \approx 1$, $\sin\alpha \approx \alpha$ и $\Omega \approx \Omega_{ср}$. Тогда

$$M_{эм} \approx \frac{mE_0U}{\Omega_{ср}x_d}\sin\theta_{ср} + \frac{mE_0U}{\Omega_{ср}x_d}\cos\theta_{ср}\alpha \approx M_{эм.\,ср} + \\ + M_{сн}\alpha = M_{эм\ ср} + M_{с}, \quad (16\text{-}3)$$

где

$$M_{эм.\,ср} = \frac{mE_0U}{\Omega_{ср}x_d}\sin\theta_{ср}$$

представляет собой средний электромагнитный момент, уравновешиваемый моментом на валу M, а $M_{сн}\alpha$ — неуравновешенный добавочный момент на валу, или так называемый синхронизирующий

момент M_c. Под воздействием этого момента ротор получает ускорение, стремящееся привести его в положение, в котором момент на валу M'' и электромагнитный момент $M''_{эм}$ уравновешивают друг друга (точка b на рис. 16-1, $а$), что соответствует нормальному синхронному режиму работы.

Коэффициент

$$M_{сп} = \frac{mE_0U}{\Omega_{ср}x_d}\cos\theta_{ср} \qquad (16\text{-}4)$$

называется коэффициентом синхронизирующего момента.

Если предположить, что синхронная машина работает при синхронной скорости, то в этом случае она при колебаниях уподоб-

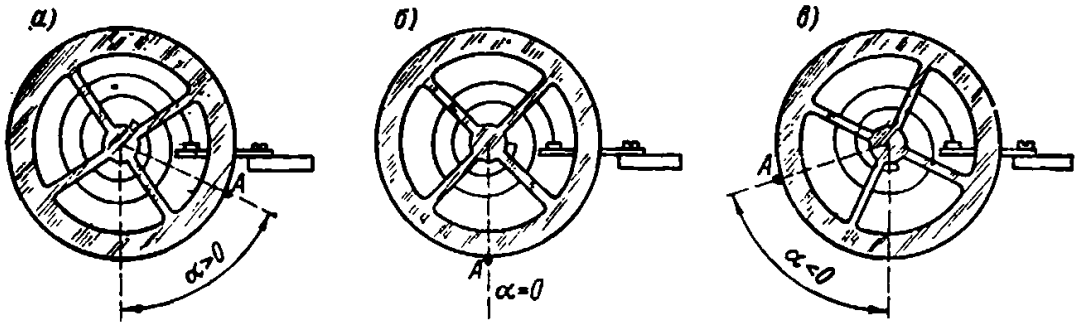


Рис. 16-2. Колебания механического маятника часового механизма

ляется часовому маятнику, у которого жесткость пружины F эквивалентна коэффициенту синхронизирующего момента $M_{сп}$, а угол закручивания пружины из нулевого положения α соответствует углу сдвига θ э. д. с. E_0 от напряжения сети U.

На рис. 16-2, $а$ подобный маятник показан в положении, когда пружина имеет положительное натяжение и угол $\alpha>0$, что соответствует точке c на рис. 16-1, $а$. На рис. 16-2, $б$ маятник проходит свое положение равновесия (точка b на рис. 16-1). Имея накопленную кинетическую энергию $J\Omega^2/2$, он проходит положение равновесия с нулевым ускорением и с наибольшей скоростью, что дает ему возможность дойти до положения, изображенного на рис. 16-2, $в$ (точка a на рис. 16-1), когда его скорость становится равной нулю, после чего начинается движение маятника в обратном направлении.

Если бы при движении маятника отсутствовали успокаивающие силы, то, будучи один раз отклонен в положение рис. 16-2, $а$, он продолжал бы бесконечно долго колебаться с одной и той же амплитудой колебаний, с определенной частотой собственных колебаний Ω_0, прямо пропорциональной $\sqrt{F/J}$. Однако наличие успокаивающих сил в виде трения в подшипниках и о воздух и т. д., пропорциональных скорости и имеющих поэтому наибольшую величину при прохождении маятника через положение равновесия, приводит к постепенному уменьшению размаха колебаний, пока маятник не остановится в положении равновесия. Наоборот, при наличии вынуждающих сил, действующих в резонансе с собственной частотой колебаний маятника, амплитуда колебаний может увеличиваться.

В случае колебаний ротора синхронной машины около его синхронной скорости основными успокаивающими силами, заглушающими эти колебания, являются вращающие моменты, вызванные

токами, индуктируемыми при колебаниях в стержнях короткозамкнутой успокоительной обмотки или в массивном теле ротора турбогенератора, а также в обмотке возбуждения.

При нормальном симметричном режиме работы, когда ротор многофазной синхронной машины вращается с синхронной скоростью вместе с вращающимся полем, в стержнях успокоительной обмотки не возникает э. д. с. e_y и токов i_y. Но при колебании ротора относительно синхронной скорости в этих стержнях возникают э. д. с. и токи малой частоты, соответствующей частоте собственных колебаний синхронной машины (порядка 0,5—1,5 *гц*). Поскольку колебания ротора носят синусоидальный характер, то максимальное значение э. д. с. e_y достигается при наибольшей относительной скорости колебаний $d\alpha/dt$, т. е. при прохождении ротора через положение равновесия. Так как частота э. д. с. e_y и тока i_y весьма невелика, а активное сопротивление успокоительной обмотки значительно, то отставание тока по фазе от напряжения невелико, и поэтому можно принять, что ток i_y совпадает по фазе с э. д. с. e_y. Токи i_y, вступая во взаимодействие с результирующим потоком машины Φ_δ, вращающимся с синхронной скоростью, создают тормозящие усилия, действующие навстречу относительному движению ротора и создающие поэтому успокоительный момент

$$M_y = K_y \frac{d\alpha}{dt}, \qquad (16\text{-}5)$$

заглушающий колебания подобно трению в маятнике.

Токи, индуктированные в массивных металлических частях ротора и в обмотке возбуждения, действуют подобным же образом и вносят свою долю в общий успокоительный момент M_y. Токи с частотой колебаний индуктируются также потоком возбуждения в обмотке статора, в результате их взаимодействия с полем ротора на последний действует еще одна составляющая успокоительного момента. При наличии успокоительной обмотки в явнополюсных машинах и в турбогенераторах с массивным ротором влияние токов частоты собственных колебаний в обмотке возбуждения и в обмотке статора относительно невелико, и им можно в первом приближении пренебречь. Заметим, что коэффициент K_y в (16-5) называется коэффициентом успокоительного момента.

При вращении ротора со строго синхронной скоростью его оси неподвижны как по отношению к результирующему потоку Φ_δ, так и по отношению к потоку реакции якоря Φ_a. Поэтому колебания ротора относительно потока воздушного зазора Φ_δ, вращающегося синхронно, эквивалентно колебанию ротора относительно условно неподвижных н. с. и потоков статора, что эквивалентно протеканию в статоре постоянных токов.

На рис. 16-3 даны подобные картины потоков и токов для перевозбужденного синхронного генератора, работающего параллельно с сетью в режиме холостого хода ($0=0$).

Ротор в процессе колебаний показан на рис. 16-3 в четырех положениях, причем рис. 16-3, *б* и *г* соответствуют положению равновесия, рис. 16-3, *а* — максимальному отклонению ротора от положения равновесия влево, а рис. 16-2, *в* — вправо. Для проведения аналогии в нижней части рисунка изображены соответствующие положения условного маятника. Обмотка возбуждения с током $i_в$ в положении равновесия создает поток Φ_0, направленный вертикально вниз. Статорная обмотка изображена двухфазной, со сдвигом фаз на 90°. Условный в указанном смысле постоянный ток протекает только в фазе *A* и создает

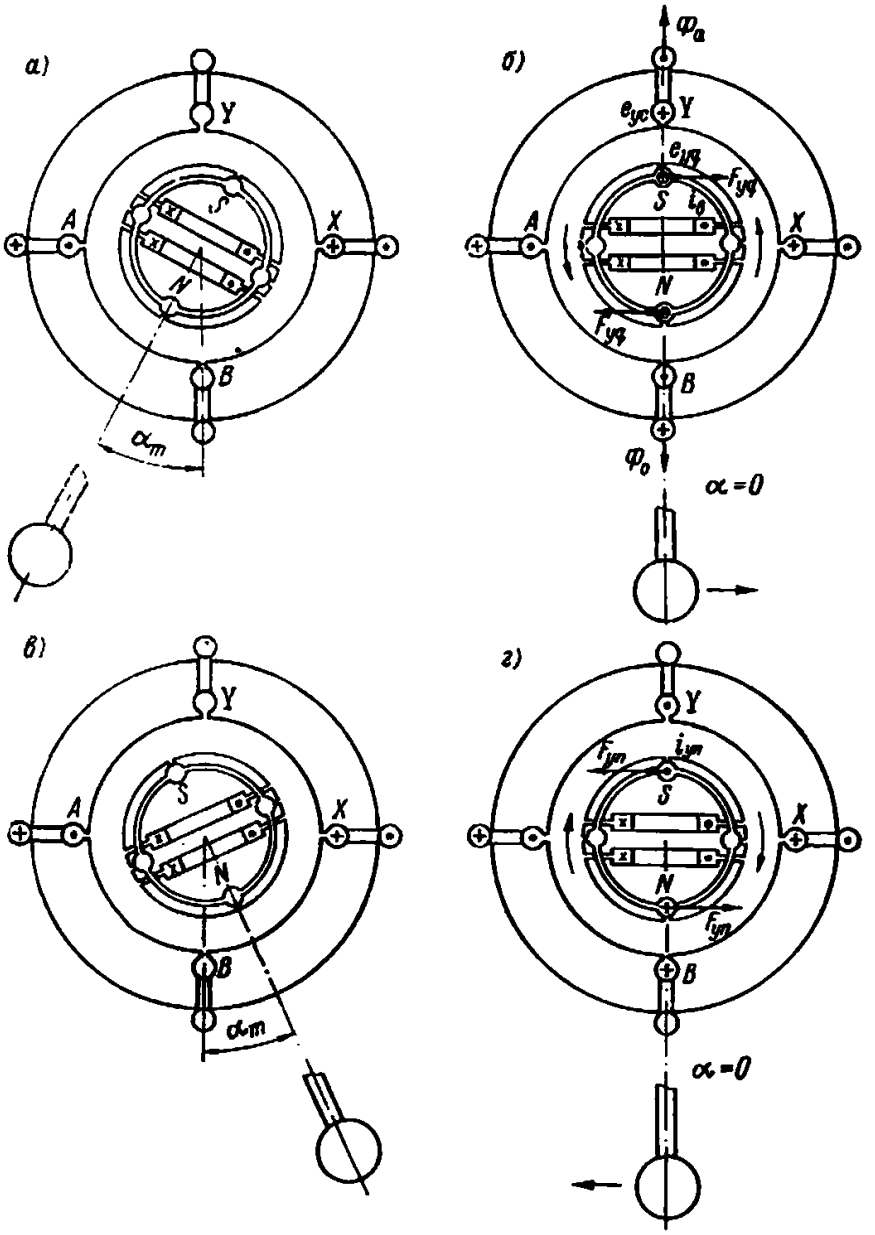


Рис. 16-3. Физическая картина колебаний ротора

размагничивающий поток реакции якоря Φ_a, направленный вверх, что и соответствует режиму холостого хода перевозбужденной машины (см. рис. 12-11, *а*). В фазе *B* ток отстает на 90° от тока в фазе *A*, и поэтому ее условный постоянный ток равен нулю. На роторе показаны два успокоительных контура — один по продольной и другой по поперечной оси. При колебаниях ротора успокоительная обмотка движется относительно поля якоря, направленного сверху вниз, а поток обмотки возбуждения перемещается относительно обмоток статора. Направления токов частоты колебаний, индуктируемых при этом в указанных

обмотках, можно определить по правилу правой руки, а направления возникающих затем усилий — по правилу левой руки.

Из рассмотрения рис. 16-3 можно видеть, что при движении ротора из положения, изображенного на рис. 16-3, *а*, против часовой стрелки в стержнях поперечной успокоительной обмотки полем статора индуктируются э. д. с. e_{yq}, направления которых на рис. 16-3, *б*, соответствующем амплитуде этих э. д. с., обозначены крестиком и точкой. Токи поперечной успокоительной обмотки i_{yq}

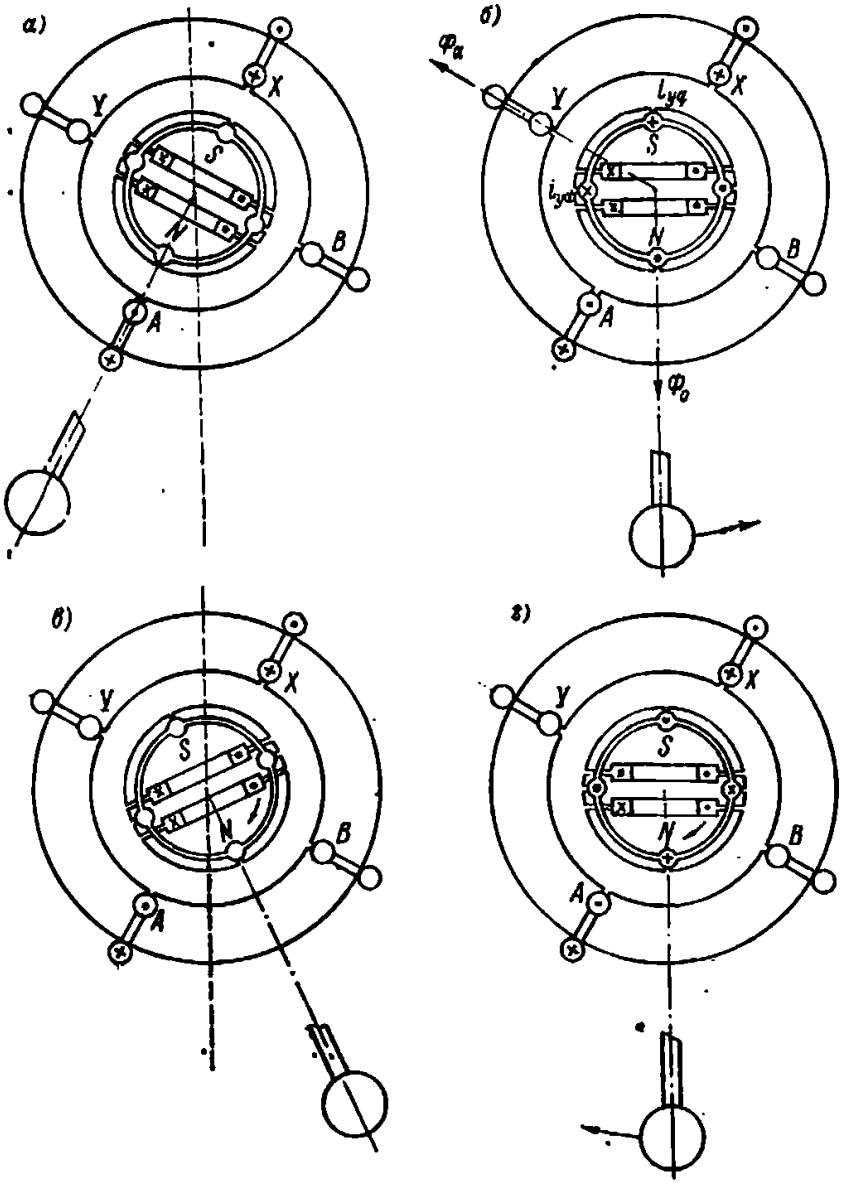


Рис. 16-4. Физическая картина колебаний ротора синхронного генератора при чисто активной нагрузке

практически совпадают по фазе с э. д. с. e_{yq}. При взаимодействии этих токов с полем статора возникают усилия F_{yq}, создающие момент, направленный против движения ротора (рис. 16-3, *б*). При обратном прохождении ротора из другого крайнего положения (рис. 16-3, *в*) через то же положение равновесия (рис. 16-3, *г*) токи i_{yq} в поперечной успокоительной обмотке изменят свой знак на обратный и создадут вращающий момент также противоположного движению ротора направления.

В обоих случаях, как можно видеть из рис. 16-3, *б* и *г*, создаваемый момент M_y действует успокаивающим образом на возникающие колебания ротора около

синхронной скорости. Успокоительный момент $M_y = K_y \frac{d\alpha}{dt}$ в этом случае считается положительным.

Влияние продольной успокоительной обмотки и обмотки возбуждения на колебания в случае идеального холостого хода ($0=0$) сводится при малых колебаниях практически к нулю, так как в этом случае, как видно из рис. 16-3, индуктируемые в них полем статора э. д. с. незначительны.

Направления э. д. с. с частотой колебаний $e_{y\,c}$ индуктируемых в фазе B статора при относительном движении ротора потоком возбуждения, изображены также на рис. 16-3, *б* и *г* крестиками и точками. В этих положениях ротора значения э. д. с. $e_{y.\,c}$ в фазе равны амплитудному. Если токи с частотой скольжения в обмотке статора $i_{y\,c}$ совпадают по фазе с э. д. с. $e_{y\,c}$ и имеют с последними, следовательно, в любой момент времени одинаковое направление, то, как можно видеть из рис. 16-3, *б* и *г*, взаимодействие этих токов с потоком или током возбуждения создает положительный успокоительный момент, заглушающий колебания. Действие токов, наводимых потоком возбуждения в фазе A (рис. 16-3), незначительно. В действительности активное сопротивление обмоток статора по сравнению с индуктивным относительно мало, поэтому токи $i_{y\,c}$ значительно отстают от э. д. с. $e_{y.\,c}$ и составляющая успокоительного момента, создаваемая обмоткой статора, невелика.

На рис. 16-4 изображены колебания синхронной машины, когда она работает в режиме генератора с активной нагрузкой в положении равновесия (рис. 16-4, *б* и *г*) и с углом $\psi \approx 30°$ (рис. 12-9, *а*). На рис. 16-4, *б* показаны направления осей потока возбуждения Φ_0 и реакции якоря Φ_a. Как видно из рисунка, в этом случае более эффективно действует уже продольная успокоительная обмотка, в которой индуктируются большие токи (i_{yd}). Также более эффективным, по сравнению со случаем, показанным на рис. 16-3, является успокоительное действие обмотки возбуждения.

Общая величина успокоительного момента синхронной машины зависит, таким образом, как от конструктивных данных машины, так и от режима ее работы. Расчетные формулы для коэффициента общего успокоительного момента K_y приводятся в специальных руководствах. Заметим также, что, как показывают специальные исследования, коэффициент успокоительного момента K_y при работе перевозбужденной синхронной машины на холостом ходу может стать отрицательным, если активное сопротивление цепи статора достаточно велико. В этом случае возникают самопроизвольные колебания ротора синхронной машины, которые могут привести даже к выпадению машины из синхронизма.

16-2. Вынужденные колебания синхронной машины

Колебания синхронной машины могут возникать, например, под воздействием внешних моментов вращения, приложенных к валу со стороны первичного двигателя генератора или со стороны рабочей машины в случае работы двигателем.

Если синхронный генератор приводится во вращение двигателем с неравномерным ходом, например паровой машиной, нефтяным двигателем и т. п., то возникают вынужденные колебания, вызывающие также изменения электромагнитной мощности генератора. Вынужденные колебания могут возникать как при работе генератора в одиночку, так и при его совместной работе с сетью. В последнем случае вынужденные колебания, налагаясь на свободные колебания, могут создать опасный по своим последствиям резонанс колебаний, что может привести машину к выпадению из синхронизма.

В синхронном двигателе могут происходить аналогично с синхронным генератором свободные и вынужденные колебания. По-

следние возникают, например, при использовании синхронных двигателей для привода поршневых компрессоров.

Первичные двигатели генераторов подразделяются на а) двигатели с равномерным ходом и б) двигатели с неравномерным ходом. К числу первых принадлежат паровые и водяные турбины, к числу вторых — все поршневые машины: паровые машины, двигатели внутреннего сгорания, газовые двигатели; у синхронных двигателей рабочей машиной с неравномерным ходом может быть, например, поршневой компрессор.

Двигатели и рабочие машины с равномерным ходом имеют вращающий или тормозной момент, остающийся постоянным за время одного оборота вала, тогда как при неравномерном ходе величина момента периодически изменяется по некоторому определенному закону.

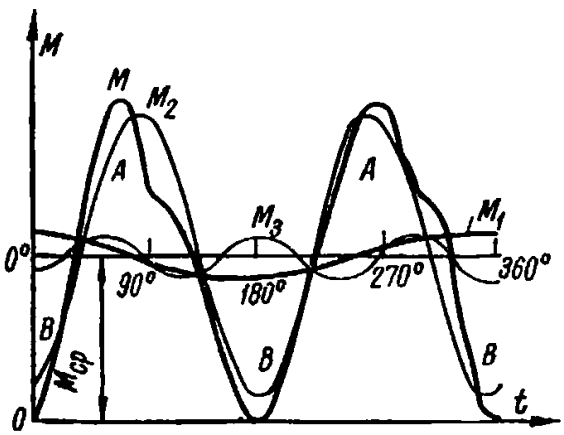


Рис. 16-5. Кривая моментов вращения паровой машины двойного действия

На рис. 16-5 дана примерная кривая моментов для паровой машины типа тандем. Момент вращения в течение одного оборота изменяется дважды между максимальным и минимальным его значениями. За счет кинетической энергии вращающихся масс происходит известное выравнивание мощности, отдаваемой генератором в сеть. Если на данном участке угла поворота ротора имеется излишняя подводимая мощность (площадь A), то она частично переходит в кинетическую энергию вращающихся масс, которая далее, в период замедления вращения ротора, расходуется на поддержание его скорости, когда подводимая энергия становится меньше потребляемой (площадь B).

Отношение

$$\Delta = \frac{\Omega_{max} - \Omega_{min}}{\Omega_{ср}}$$

называется степенью неравномерности хода. Кривая моментов может быть разложена на постоянную составляющую, равную среднему значению момента, и гармонические. Для кривой рис. 16-5 разложение имеет следующий вид:

$$\frac{M}{M_{ср}} = 1 + 0{,}142\cos(\Omega_{ср}t + 123°) + 0{,}865\cos(2\Omega_{ср}t + 194°) +$$

$$+ 0{,}132\cos(3\Omega_{ср}t + 195°) + \ldots,$$

где $\Omega_{ср}$ — средняя угловая скорость ротора. Наибольшую величину амплитуды в этом случае имеет вторая гармоническая, так как в тандем-машине получаются два основных импульса за один оборот. На рис. 16-5 изображены также кривые первых трех гармони-

ческих составляющих момента, осью абсцисс для которых служит линия среднего момента $M_{ср}$.

В общем виде уравнение для вращающего момента может быть представлено следующим образом:

$$M = M_{ср} + \sum_{\nu=1}^{\nu=\infty} M_{\nu m} \cos(\nu\Omega_{ср} t + \psi_\nu), \qquad (16\text{-}6)$$

где ν — порядок гармонической, а $M_{\nu m}$ — ее амплитуда.

Наибольшую амплитуду и соответственно наибольшее влияние на работу имеет гармоническая момента с частотой, определяемой числом рабочих тактов, или импульсов, N_u за один оборот вала, которое зависит от рода двигателя или рабочей машины. В газовых четырехтактных двигателях простого действия $N_u = 1/2$, двухцилиндровых $N_u = 1$, четырехцилиндровых $N_u = 2$, в газовых двухтактных двигателях двойного действия: двухцилиндровых $N_u = 2$ или 4, трехцилиндровых $N_u = 6$ и т. д.

Каждая гармоническая вращающего момента вызывает вынужденные колебания скорости вращающихся частей около ее среднего значения с частотой, равной частоте данной гармонической. Частота вынужденных колебаний, вызванных основной гармонической момента, и период этих колебаний определяются равенствами:

$$f_1 = nN_u, \quad T = 1/f_1,$$

где n — скорость вращения в оборотах в секунду.

16-3. Собственные и вынужденные колебания синхронного генератора при его работе параллельно с сетью бесконечной мощности

Согласно сказанному выше, в общем случае при колебаниях синхронной машины, работающей параллельно с мощной сетью, приложенный к валу машины внешний момент M уравновешивает следующие внутренние моменты:

1) электромагнитный момент, который для неявнополюсного генератора равен

$$M_{эм} = \frac{mE_0U}{\Omega x_d} \sin\theta_{ср};$$

2) инерционный момент

$$M_j = \frac{J}{p}\frac{d\omega}{dt} = \frac{J}{p}\frac{d^2(\theta_{ср}+\alpha)}{dt^2} = \frac{J}{p}\frac{d^2\alpha}{dt^2};$$

3) синхронизирующий момент M_c, пропорциональный при малых колебаниях отклонению α угла θ от среднего его значения $\theta_{ср}$:

$$M_c = M_{сп}\alpha;$$

4) успокоительный момент M_y, пропорциональный при малых колебаниях скорости изменения угла α:

$$M_y = K_y \frac{d\alpha}{dt}.$$

Уравнение движения ротора имеет, таким образом, вид:

$$M = M_{эм} + M_j + M_c + M_y.$$

При неравномерном моменте вращения первичного двигателя уравнение моментов для синхронного генератора, работающего параллельно с сетью, принимает следующий вид:

$$M_{эм} + \frac{J}{p}\frac{d^2\alpha}{dt^2} + K_y\frac{d\alpha}{dt} + M_{сн}\alpha = M_{ср} + \sum_{\nu=1}^{\nu=\infty} M_{\nu m}\cos(\nu\Omega_{ср}t + \psi_\nu). \quad (16\text{-}7)$$

Если рассматривать только такие изменения скорости, при которых регулятор скорости первичного двигателя не успевает подействовать, то в этом случае средний момент двигателя за один оборот $M_{ср}$ остается постоянным и уравновешивает электромагнитный момент $M_{эм}$. Вследствие этого уравнение для избыточных моментов принимает вид:

$$\frac{J}{p}\frac{d^2\alpha}{dt^2} + K_y\frac{d\alpha}{dt} + M_{сн}\alpha = \sum_{\nu=1}^{\nu=\infty} M_{\nu m}\cos(\nu\Omega_{ср}t + \psi_\nu). \quad (16\text{-}8)$$

Это уравнение по своему виду аналогично уравнению для токов в цепи с последовательным соединением L, C и r, питаемой от сети, имеющей напряжение, состоящее из ряда гармонических:

$$L\frac{di}{dt} + ri + \frac{1}{C}\int i\,dt = \sum_{\nu=1}^{\nu=\infty} E_{\nu m}\sin(\nu\omega t + \psi_\nu), \quad (16\text{-}9)$$

где ω — угловая частота первой гармонической.

Дифференцируя последнее уравнение по t, получаем:

$$L\frac{d^2i}{dt^2} + r\frac{di}{dt} + \frac{1}{C}i = \sum_{\nu=1}^{\nu=\infty} \nu\omega E_{\nu m}\cos(\nu\omega t + \psi_\nu). \quad (16\text{-}10)$$

Так как уравнения (16-8) и (16-10) аналогичны, то α, $\frac{J}{p}$, $M_{сн}$, K_y, $M_{\nu m}$ в (16-8) соответствуют i, L, $\frac{1}{C}$, r, $\nu\omega E_{\nu m}$ в (16-10).

Решение уравнений (16-8) и (16-10) состоит из частного решения для установившегося режима вида

$$\left.\begin{matrix} i \\ \alpha \end{matrix}\right\} = \sum_{\nu=1}^{\nu=m} \beta_m \sin(\nu\omega t + \psi_\nu - \varphi_\nu),$$

определяющего вынужденные колебания, где в первом случае[1]

$$i = \sum_{\nu=1}^{\nu=m} \frac{E_{\nu m}}{\sqrt{r^2 + \left(\nu\omega L - \frac{1}{\nu\omega C}\right)^2}} \sin(\nu\omega t + \psi_\nu - \varphi_\nu) \quad (16\text{-}11)$$

[1] П. Л. Калантаров и Л. Р. Нейман. Теоретические основы электротехники. Л., Госэнергоиздат, 1959.

и во втором случае

$$\alpha = \sum_{\nu=1}^{\nu=m} \frac{M_{\nu m}}{\nu\Omega_{ср}\sqrt{K_y^2 + \left(\nu\Omega_{ср}\frac{J}{p} - \frac{M_{сн}}{\nu\Omega_{ср}}\right)^2}} \sin(\nu\Omega_{ср}t + \psi_\nu - \varphi_\nu), \quad (16\text{-}12)$$

и из общего интеграла этих уравнений без свободного члена

$$\left.\begin{matrix} i \\ \alpha \end{matrix}\right\} = Ae^{x_1 t} + Be^{x_2 t},$$

который определяет свободные затухающие колебания машин при воздействии возмущающего импульса.

Рассмотрим сначала случай, когда в уравнениях отсутствуют члены успокоения $r=0$ и $K_y=0$. Если в электрическом контуре не происходит рассеяния энергии ($r\approx 0$), то колебания будут незатухающими, и уравнение (16-10) можно тогда переписать в виде:

$$\frac{d^2 i}{dt^2} + \frac{1}{LC} i = \frac{d^2 i}{dt^2} + \omega_0^2 i = 0,$$

где

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$$

представляет собой угловую частоту свободных электрических колебаний цепи с L и C.

Соответствующим образом, если коэффициент успокоительного момента синхронной машины равен нулю ($K_y=0$), то уравнение моментов (16-8) можно переписать в виде:

$$\frac{d^2\alpha}{dt^2} + \frac{M_{сн} p}{J}\alpha = \frac{d^2\alpha}{dt^2} + \omega_0^2\alpha = 0, \quad (16\text{-}13)$$

где ω_0 — угловая частота свободных механических колебаний:

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{p M_{сн}}{J}} = \sqrt{\frac{P_{сн}}{\omega_c}\frac{p^2}{J}\frac{10^3}{g}}. \quad (16\text{-}14)$$

Здесь $P_{сн}$ — коэффициент синхронизирующей мощности [см. равенство (12-33)] и ω_c — угловая частота напряжения сети.

Решение уравнения (16-13) относительно α имеет вид:

$$\alpha = A\sin\omega_0 t + B\cos\omega_0 t,$$

где A и B — произвольные постоянные, определяемые из начальных условий.

Скорость изменения угла α

$$\frac{d\alpha}{dt} = \omega_0 A\cos\omega_0 t - \omega_0 B\sin\omega_0 t.$$

Для начального момента ($t=0$) имеем:

$$\alpha - \alpha_m \text{ и } d\alpha/dt = 0;$$

следовательно, $A=0$, $B=\alpha_m$ и

$$\alpha=\alpha_m\cos\omega_0 t,$$

откуда следует, что колебания ротора имеют гармонический вид и амплитуда колебаний ротора α_m равна тому максимальному углу, на который ротор был выведен внешней причиной из своего положения равновесия.

Частота свободных колебаний ротора

$$f_0=\frac{1}{2\pi}\omega_0=\frac{1}{2\pi\sqrt{\frac{J}{pM_{\text{сн}}}}}=\frac{1}{2\pi}\sqrt{\frac{P_{\text{сн}}}{\omega_{\text{с}}}\frac{p^2}{J}}, \qquad (16\text{-}15)$$

а период свободных колебаний

$$T_0=\frac{1}{f_0}=2\pi\sqrt{\frac{\omega_{\text{с}}}{P_{\text{сн}}}\frac{J}{p^2}}. \qquad (16\text{-}16)$$

Период свободных колебаний часто выражают через так называемый маховой момент ротора GD^2, связанный с моментом инерции соотношением

$$J=mR^2=\frac{GD^2}{4g},$$

где $m=G/g$ — масса ротора: G — вес ротора; g — ускорение силы тяжести; $R=D/2$ — радиус центра тяжести ротора.

Кроме того, учитывая, что номинальная скорость вращения

$$n_{\text{н}}=\frac{60f_{\text{с}}}{p}=\frac{60\omega_{\text{с}}}{2\pi p},$$

зависимость (16-16) можно записать в следующем виде:

$$T_0=2\pi\sqrt{\frac{2\pi}{4\cdot 60}\frac{GD^2n_{\text{н}}}{gpP_{\text{сн}}}}\approx 1{,}02\sqrt{\frac{GD^2n_{\text{н}}}{gpP_{\text{сн}}}}. \qquad (16\text{-}17)$$

Эту же величину можно выразить также через инерционную постоянную ротора H_j. Инерционная постоянная представляет собой время, в течение которого ротор из состояния покоя доводится до номинальной скорости вращения $n_{\text{н}}$ под воздействием постоянной мощности, равной номинальной мощности машины. В мировой практике электромашиностроения при расчете инерционной постоянной в качестве номинальной принимают полную мощность, которая в машинах переменного тока выражается в киловольт-амперах.

Следовательно,

$$H_{jP}=\frac{W}{P_{\text{н}}}=\frac{J\Omega_{\text{с}}^2}{2P_{\text{н}}}=\frac{J\omega_{\text{с}}^2}{2p^2P_{\text{н}}}=\frac{1}{102}\frac{GD^2}{2\cdot 4g}\left(\frac{2\pi n_{\text{н}}}{60}\right)^2\frac{1}{P_{\text{н}}}=$$

$$=1{,}37\frac{GD^2}{P_{\text{н}}}n_{\text{н}}^2\cdot 10^{-6},\ \textit{сек}. \qquad (16\text{-}17\text{а})$$

Здесь $W=\frac{J\Omega_c^2}{2}$ — кинетическая энергия, запасенная в роторе при вращении его с номинальной скоростью; GD^2 — маховой момент ротора, *кгс·м²*; $n_н$ — номинальная скорость вращения, *об/мин*; $P_н$ — полная номинальная мощность машины, *кв·а*.

Следует отметить, что в США, Англии и некоторых других странах маховой момент определяется как GR^2, т. е. величина махового момента в 4 раза меньше значения GD^2 и выражается в *фунт·фут²* (1 *фунт*=0,4536 *кг*, 1 *фут*=0,3048 *м*). В этом случае формула (16-17а) имеет вид:

$$H_{JP}=0{,}231\frac{GR^2}{P_н}n^2\,10^{-6},\ сек.$$

Если маховой момент GR^2 выражен в *фунт·фут²*, то для получения значения GD^2 в *кгс·м²* нужно умножить величину GR^2 (в *фунт·фут²*) на коэффициент

$$0{,}4536\cdot 0{,}3048^2\cdot 4=0{,}168.$$

Например, если маховой момент $GR^2=23\,850$ *фунт·фут²*, то

$$GD^2=23850\cdot 0{,}168=4010\ кгс\cdot м^2.$$

В ряде стран (СССР, Франция, Швейцария, Япония и др.) в качестве инерционной постоянной принимают время, в течение которого покоящийся ротор доводится до номинальной скорости вращения под воздействием постоянного момента, определяемого исходя из полной номинальной мощности и синхронной скорости вращения. Если принять при этом, что скорость ротора возрастает равномерно, то средняя мощность, приложенная к валу за время разгона, будет

$$P_{ср}=M_н\frac{\Omega_c}{2}=\frac{P_н}{\Omega_c}\frac{\Omega_c}{2}=\frac{P_н}{2}.$$

Следовательно, в этом случае

$$H_{JM}=\frac{W}{P_{ср}}=\frac{2W}{P_н}=2H_{JP}=2{,}74\frac{GD^2}{P_н}n_н^2 10^{-6},\ сек. \qquad (16\text{-}17б)$$

Введя в (16-16) значение

$$\frac{\omega_c J}{p^2}=\frac{H_{JM}P_н}{\omega_c},$$

получим:

$$T_0=2\pi\sqrt{\frac{H_{JM}P_н}{\omega_c P_{сн}}} \qquad (16\text{-}18)$$

или при $f=50$ *гц*

$$T_0=0{,}355\sqrt{H_{JM}\frac{P_н}{P_{сн}}}.$$

Заметим, что период собственных колебаний T_0 зависит от режима работы машины. Увеличение возбуждения, например, приведет к увеличению э. д. с. E_0 и при неизменной нагрузке к умень-

шению угла $\theta_{ср}$. Оба эти изменения увеличивают коэффициент синхронизирующей мощности $P_{сн}$ и уменьшают период колебаний T_0.

При наличии членов успокоения с $r \neq 0$ и $K_у \neq 0$ общий интеграл уравнений без свободного члена имеет вид:

$$\left.\begin{matrix} i \\ \alpha \end{matrix}\right\} Ae^{x_1 t} + Be^{x_2 t}.$$

Здесь A и B — произвольные постоянные, определяемые из начальных условий, а x_1 и x_2 — квадратные корни характеристического уравнения вида:

$$x^2 + 2\delta x + \omega_0^2 = 0,$$

равные

$$x_{1,2} = -\delta \pm \sqrt{\delta^2 - \omega_0^2} = -\delta \pm j\omega',$$

причем

$$\omega'^2 = \omega_0^2 - \delta^2.$$

В первом случае — для электрического контура

$$\delta = \frac{r}{2L}, \quad \omega_0^2 = \frac{1}{LC},$$

и во втором случае — для синхронной машины

$$\delta = \frac{pK_у}{2J}; \quad \omega_0^2 = \frac{pM_{сн}}{J}.$$

Колебательный затухающий процесс получается при $\delta < \omega_0$, что и соответствует реальным соотношениям этих величин для синхронной машины. Тогда решение для первого случая — уравнение (16-9) с равной нулю правой частью — при начальных условиях $i = I_0$ и $di/dt = 0$ будет

$$i = I_0 e^{-\delta t} \sin \omega' t.$$

Аналогично решение уравнения (16-8) с равной нулю правой частью для колебаний синхронной машины при начальных условиях $\alpha = \alpha_m$ и $d\alpha/dt = 0$ получает вид:

$$\alpha = \alpha_m e^{-\delta t} \sin \omega' t,$$

где ω' — угловая частота колебаний, равная

$$\omega' = \sqrt{\omega_0^2 - \delta^2} = \sqrt{\frac{pM_{сн}}{J} - \left(\frac{pK_у}{2J}\right)^2}. \qquad (16\text{-}19)$$

Соответственно период затухающих колебаний

$$T = \frac{2\pi}{\omega'} = \frac{2\pi}{\sqrt{\frac{pM_{сн}}{J} - \left(\frac{pK_у}{2J}\right)^2}} = \frac{2\pi J}{p\sqrt{\frac{JM_{сн}}{p} - \frac{K_у^2}{4}}}. \qquad (16\text{-}20)$$

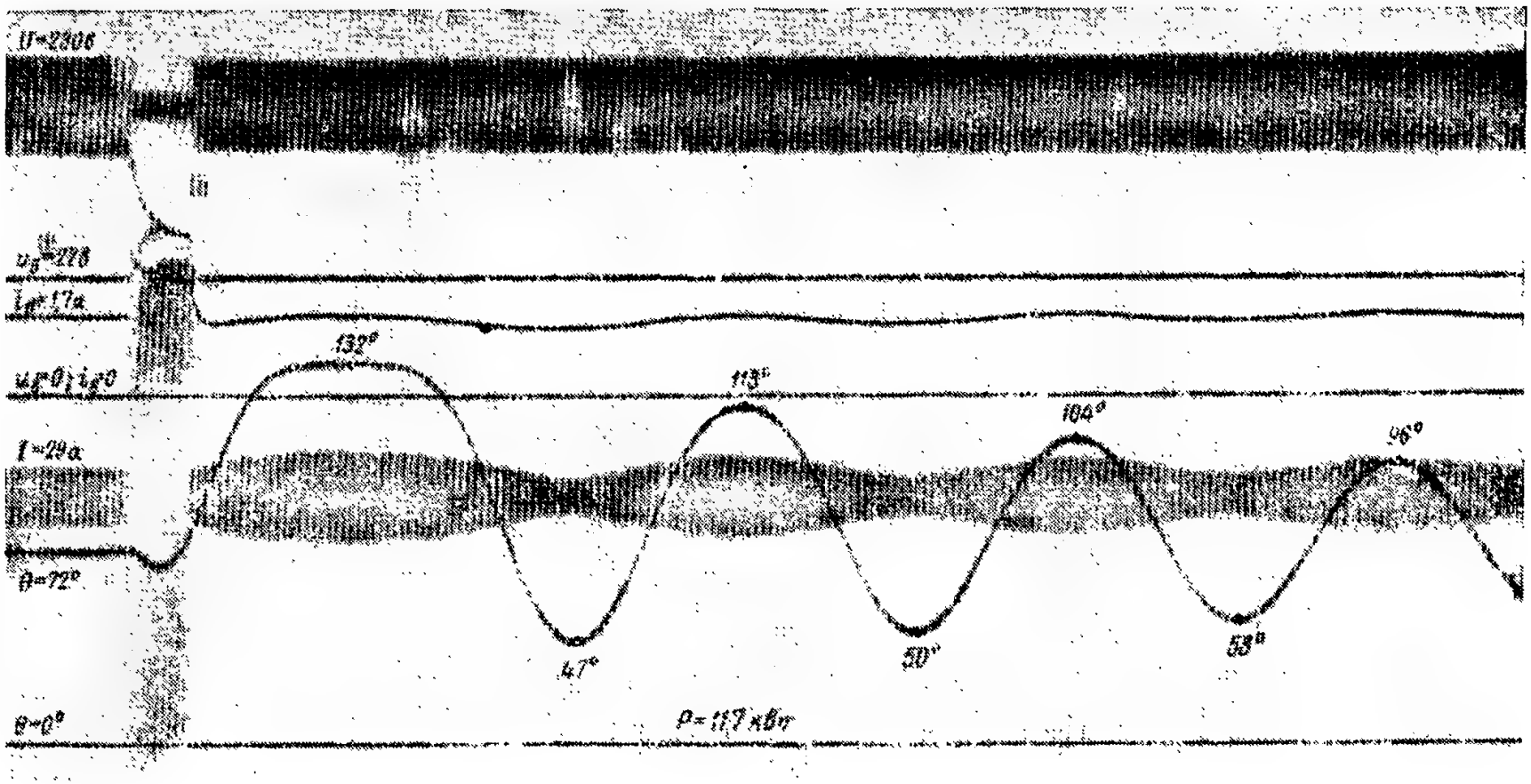


Рис. 16-6а. Осциллограмма свободных колебаний синхронного генератора при сохранении синхронизма

Период затухающих колебаний, как видно из формулы (16-20), зависит от величины коэффициента успокоительного момента $K_у$.

Логарифмический декремент колебаний, равный логарифму отношения амплитуд рассматриваемого и последующего периодов колебаний, выражается следующим образом:

$$\vartheta = \delta T = \frac{\pi p K_у}{J\sqrt{\frac{pM_{сн}}{J} - \left(\frac{pK_у}{2J}\right)^2}} = \frac{2\pi}{\sqrt{\frac{4M_{сн}J}{pK_у^2} - 1}}. \qquad (16\text{-}21)$$

При $K_у = 0$ логарифмический декремент колебаний $\vartheta = 0$.

На рис. 16-6а дана осциллограмма свободных колебаний модельной синхронной машины, соединенной через модель линии

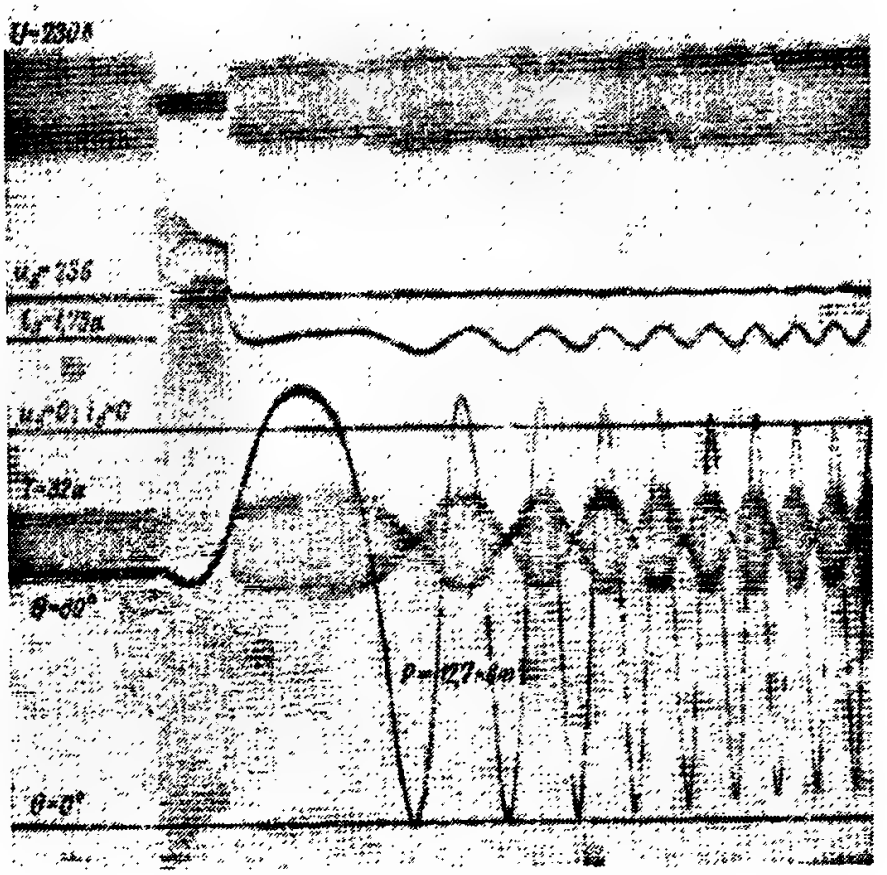


Рис. 16-6б. Осциллограмма свободных колебаний синхронного генератора при выпадении из синхронизма

передачи с шинами бесконечной мощности. Первоначальный толчок возник вследствие трехфазного короткого замыкания в середине линии, прерванного через 0,35 *сек*. Рис. 16-6б соответствует подобному же нарушению режима работы той же машины, когда последняя в течение первого периода колебания выпала из синхронизма [79].

Уравнение работы генератора в одиночку, когда отсутствует синхронизирующий и успокоительный моменты,

$$\frac{J}{p}\frac{d^2\alpha}{dt^2}=\sum_{\nu=1}^{\nu=m} M_{\nu m}\cos(\nu\Omega_{cp}t+\psi_\nu)$$

соответствует уравнению электрической цепи с L, в которой отсутствуют C и r:

$$L\frac{d^2i}{dt^2}=\sum_{\nu=1}^{\nu=m}\nu\omega E_{\nu m}\cos(\nu\omega t+\psi_\nu).$$

Амплитуда тока установившегося режима в этом случае

$$I_{0\nu m}=\frac{E_{\nu m}}{\nu\omega L}.$$

Амплитуда тока установившегося режима для цепи с L, C и r согласно (16-11)

$$I_{\nu m}=\frac{E_{\nu m}}{\sqrt{r^2+\left(\nu\omega L-\frac{1}{\nu\omega C}\right)^2}}.$$

При $\nu^2\omega^2LC=1$ наступает резонанс напряжений для данной гармонической и ток $I_{\nu m}$ достигает своего максимально возможного (наибольшего) значения:

$$I_{\nu m\,нб}=\frac{E_{\nu m}}{r}.$$

Модуль резонанса ζ_ν равен отношению токов $I_{\nu m}/I_{0\,\nu m}$:

$$\zeta_\nu=\frac{\nu\omega L}{\sqrt{r^2+\left(\nu\omega L-\frac{1}{\nu\omega L}\right)^2}}=\frac{1}{\sqrt{\left(\frac{r}{\nu\omega C}\right)^2+\left(1-\frac{1}{\nu^2\omega^2LC}\right)^2}}=$$

$$=\frac{1}{\sqrt{\left(\frac{r}{2\pi f_\nu L}\right)^2+\left[1-\left(\frac{f_0}{f_\nu}\right)^2\right]^2}},\qquad(16\text{-}22)$$

где частота собственных колебаний контура L и C при $r=0$

$$f_0=\frac{1}{2\pi\sqrt{LC}},$$

а частота ν-й гармонической вынужденных колебаний

$$f_\nu=\nu f_1=\frac{\nu\omega}{2\pi}.$$

Соответствующим образом амплитуда ν-й гармонической колебаний для одиночно работающего синхронного генератора, когда синхронизирующий и успокоительный моменты равны нулю:

$$\alpha_{0\nu m}=\frac{pM_{\nu m}}{\nu^2\Omega_{cp}^2 J},$$

а для генератора, работающего на мощную сеть, согласно (16-12)

$$\alpha_{\nu m}=\frac{M_{\nu m}}{\nu\Omega_{cp}\sqrt{K_y^2+\left(\nu\Omega_{cp}\frac{J}{p}-\frac{M_{сн}}{\nu\Omega_{cp}}\right)^2}}. \qquad (16\text{-}23)$$

Аналогично модуль резонанса для ν-й гармонической вынужденных колебаний при параллельной работе синхронного генератора с сетью бесконечной мощности равен:

$$\zeta_\nu=\frac{\alpha_{\nu m}}{\alpha_{0\nu m}}=\frac{\nu\Omega_{cp}\frac{J}{p}}{\sqrt{K_y^2+\left(\nu\Omega_{cp}\frac{J}{p}-\frac{M_{сн}}{\nu\Omega_{cp}}\right)^2}}=$$

$$=\frac{1}{\sqrt{\left(\frac{pK_y}{2\pi f_\nu J}\right)^2+\left[1-\left(\frac{f_0}{f_\nu}\right)^2\right]^2}}, \qquad (16\text{-}24)$$

где частота собственных колебаний ротора в соответствии с (16-14)

$$f_0=\frac{1}{2\pi\sqrt{\frac{J}{pM_{сн}}}},$$

а частота ν-й гармонической вынужденных колебаний ротора

$$f_\nu=\nu f_1.$$

При отсутствии успокоительного момента $K_y=0$, и тогда модуль резонанса

$$\zeta_\nu=\frac{1}{1-\left(\frac{f_0}{f_\nu}\right)^2}, \qquad (16\text{-}25)$$

а если, кроме того, частоты свободных и вынужденных колебаний равны ($f_0=f_\nu$), т. е. при наличии резонанса, $\zeta_\nu=\infty$.

Так же как и в электрической цепи, наличие успокоения снижает величину модуля резонанса, особенно в наиболее опасной зоне, когда $f_0/f_\nu=0{,}8\div1{,}2$.

На рис. 16-7 даны кривые зависимости модуля резонанса от отношения f_0/f_ν при изменении f_ν для различных значений успокоения:

$$\rho = \frac{2\delta}{\omega_0} \begin{cases} \dfrac{r_0}{2\pi f_0 L}, \\ \dfrac{pK_y}{2\pi f_0 J}. \end{cases} \tag{16-26}$$

Как можно видеть из этих кривых, величина модуля резонанса ζ_ν резко возрастает с уменьшением успокоения, причем мак-

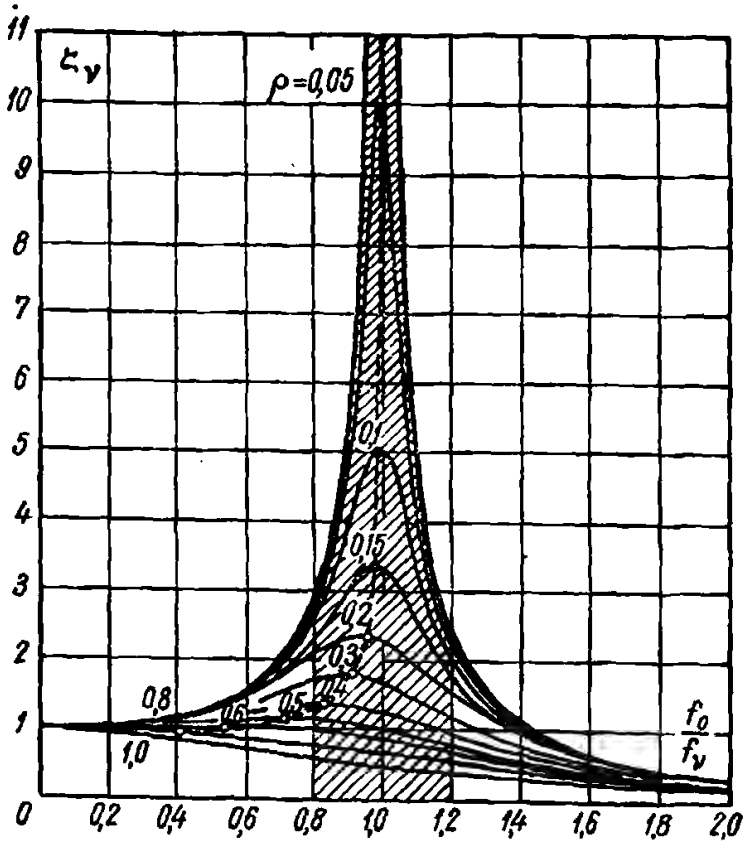


Рис. 16-7. Кривые зависимости модуля резонанса от отношения частот свободных и вынужденных колебаний при различных степенях успокоения

симум ζ_ν с увеличением ρ постепенно сдвигается в сторону уменьшающихся значений f_0/f_ν.

Пример. Синхронный гидрогенератор мощностью $S_в = 71\,500$ *ква*, $f = 50$ *гц*, $2p = 96$, $n = 62{,}5$ *об/мин* имеет маховой момент $GD^2 = 47\,000$ *тс·м²*. Его инерционная постоянная согласно формуле (16-17б)

$$H_{JM} = 2{,}74\,\frac{GD^2n^2}{S_н}\,10^{-6} = 2{,}74\,\frac{47\,000 \cdot 10^3 \cdot 62{,}5^2}{71\,500}\,10^{-6} = 7{,}04 \text{ сек.}$$

Определим период собственных колебаний для номинального режима работы по формуле (16-18), подставив в нее относительную величину номинальной

мощности $P_{\text{п}}=2{,}4$ и относительный коэффициент синхронизирующей мощности $P_{\text{сн}}=7{,}86$:

$$T_0 = 0{,}355\sqrt{7{,}04\frac{2{,}4}{7{,}86}} = 0{,}52 \text{ сек.}$$

Частота собственных колебаний

$$f_0 = \frac{1}{T_0} = \frac{1}{0{,}52} = 1{,}93 \text{ сек.}$$

16-4. Вынужденные колебания при работе синхронного генератора в одиночку

Когда синхронный генератор работает в одиночку, то нет фактора, обеспечивающего постоянную величину и постоянную угловую частоту напряжения на зажимах генератора U. Поэтому при вынужденных колебаниях, обусловленных изменением скорости вращения первичного двигателя, угол θ между векторами E_0 и U остается постоянным.

Скорость ротора можно рассматривать как сумму постоянной составляющей, или средней, скорости и гармонических колебаний скорости. Колебания ротора, как и в случае свободных колебаний, индуктируют в обмотках статора э. д. с. частоты колебаний. Частота вынужденных колебаний большинства гармонических выше, чем основная частота э. д. с. статора, вследствие чего в цепи статора преобладает индуктивное сопротивление; э. д. с. и токи вынужденных колебаний сдвинуты на значительный угол. По этой причине и вследствие инерции ротора моменты вращения, соответствующие токам частоты колебаний в статоре, значительно меньше возмущающих моментов, и ради упрощения можно предположить, что развиваемый генератором электромагнитный момент остается постоянным и успокоительный момент обмотки статора равен нулю.

В силу $\theta = \text{const}$ коэффициент синхронизирующего момента

$$M_{\text{сн}} = \frac{1}{\Omega_{\text{с}}}\frac{\partial P_{\text{эм}}}{\partial \theta}$$

равен нулю. Поскольку поток реакции якоря остается относительно ротора неподвижным, то равны также нулю составляющие успокоительного момента, обусловливаемые обмоткой возбуждения и успокоительной. Таким образом, $M_{\text{эм}}=M_{\text{ср}}$, и в соответствии с (16-7) и (16-8) уравнение колебаний машины записывается в виде:

$$\frac{J}{p}\frac{d^2\alpha}{dt^2} = \sum_{\nu=1}^{\nu=\infty} M_{\nu m}\cos(\nu\Omega_{\text{ср}}t + \psi_\nu). \qquad (16\text{-}27)$$

Интегрируя последовательно дважды уравнение (16-27), получим выражения для скорости колебаний и отклонений ротора в следующем виде:

$$\frac{d\alpha}{dt} = \sum_{\nu=1}^{\nu=\infty}\frac{p}{J}\frac{M_{\nu m}}{\nu\Omega_{\text{ср}}}\sin(\nu\Omega_{\text{ср}}t + \psi_\nu); \qquad (16\text{-}28)$$

$$\alpha = -\sum_{\nu=1}^{\nu=\infty}\frac{p}{J}\frac{M_{\nu m}}{(\nu\Omega_{\text{ср}})^2}\cos(\nu\Omega_{\text{ср}}t + \psi_\nu). \qquad (16\text{-}29)$$

Наибольшее значение скорости колебаний угла для гармонической ν-го порядка

$$\left|\frac{d\alpha_\nu}{dt}\right|_{max} = \frac{p}{J}\frac{M_{\nu m}}{\nu\Omega_{ср}}, \qquad (16\text{-}30)$$

и соответствующая амплитуда колебаний

$$\alpha_{\nu m} = \frac{p}{J}\frac{M_{\nu m}}{(\nu\Omega_{ср})^2}. \qquad (16\text{-}31)$$

Из формул (16-29) и (16-31) видно, что амплитуда колебаний обратно пропорциональна квадрату порядка гармонической и что наибольшее отклонение угла α_{max} представляет собой алгебраическую сумму амплитуд всех гармонических с некоторым преувеличением.

Так как двигатели малочувствительны к колебаниям напряжения на зажимах генератора, обусловленным колебаниями скорости его ротора, то наибольшее допустимое отклонение определяется чувствительностью глаза к колебаниям силы света ламп накаливания. Обычно α_{max} ограничивают пределами ± 3 эл. градуса.

Из формулы (16-31) видно, что при одиночно работающем генераторе можно ограничить амплитуду $\alpha_{\nu m}$ только путем увеличения момента инерции J. Это может быть достигнуто либо увеличением момента инерции самого ротора, либо насадкой на вал синхронного генератора особого маховика.

Глава семнадцатая

ОДНОЯКОРНЫЙ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ

17-1. Принцип действия одноякорного преобразователя и его основные соотношения

Одноякорный преобразователь представляет собой вращающуюся машину, служащую для преобразования переменного тока в постоянный или обратно. Одноякорный преобразователь конструктивно выполняется в виде машины постоянного тока, снабженной не только коллектором, присоединяемым к сети постоянного тока, но и ответвлениями от якоря к контактным кольцам, соединяемым с сетью переменного тока (рис. 17-1). Принцип действия одноякорного преобразователя основан на том, что в якоре машины постоянного тока индуктируется переменное напряжение, выпрямляемое лишь при помощи коллектора; поэтому при соединении обмотки якоря непосредственно с контактными кольцами между последними получается напряжение переменного тока, и поэтому машина может быть соединена через кольца с сетью переменного тока.

При преобразовании переменного тока в постоянный одноякорный преобразователь работает по отношению к сети переменного

тока синхронным двигателем, а по отношению к сети постоянного тока — генератором постоянного тока. При преобразовании постоянного тока в переменный одноякорный преобразователь работает по отношению к сети постоянного тока двигателем постоянного тока, а по отношению к сети переменного тока — синхронным генератором. Если не считаться с потерями в самом преобразователе, то в обоих случаях мощность, забираемая из сети переменного тока или отдаваемая в эту сеть, равна мощности, отдаваемой в сеть постоянного тока или забираемой из нее. Поэтому одноякорный преобразователь не развивает механического момента на валу, а лишь преобразовывает один вид электрической энергии в другой.

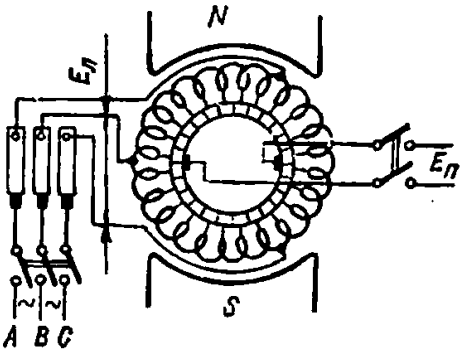


Рис. 17-1. Схема устройства одноякорного преобразователя

При дальнейшем изложении предполагается, что распределение магнитной индукции вдоль поверхности якоря может быть принято синусоидальным.

17-2. Соотношения между э. д. с. одноякорного преобразователя

Одноякорный преобразователь для переменного тока может выполняться с различным числом фаз m, зависящим от числа контактных колец, к которым присоединяются ответвления якоря. Так как в одноякорном преобразователе э. д. с. переменного и постоянного тока индуктируются в одной и той же обмотке, то величины переменного тока находятся в определенном соответствии с величинами постоянного тока.

Соотношение между линейной э. д. с. $E_л$ переменного тока и э. д. с. $E_п$ постоянного тока может быть найдено следующим образом.

Э. д. с. постоянного тока согласно формуле (3-29) (см. ч. I, § 3-13)

$$E_п = \frac{pN}{d}\Phi n = 4w_п f\Phi,$$

где $w_п = N/4a$ — число витков параллельной ветви якоря постоянного тока.

На стороне переменного тока обмотка якоря преобразователя соединена в многоугольник, и ее фазная э. д. с. равна линейной. Поэтому линейная э. д. с. основной частоты на контактных кольцах согласно уравнению (2-37) для э. д. с. синхронной машины

$$E_л = \sqrt{2}\,\pi f w_ф k_{об}\Phi.$$

Таким образом, отношение э. д. с. переменного тока к э. д. с. постоянного тока

$$k_e = \frac{E_л}{E_п} = \frac{\sqrt{2\pi}\, w_ф k_{об}}{4 w_п} = \frac{\pi}{m\sqrt{2}} k_{об}, \qquad (17\text{-}1)$$

если принять во внимание, что $2w_п = m w_ф$.

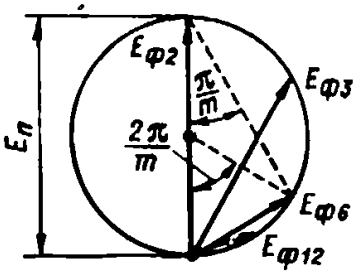


Рис. 17-2. К определению линейных напряжений одноякорного преобразователя при разном числе фаз

Если число пазов на полюс и фазу достаточно велико, то согласно (1-11)

$$k_{об} = \frac{\sin\frac{\pi}{m}}{\frac{\pi}{m}}.$$

Подставив в (17-1) это значение $k_{об}$, получим:

$$k_e = \frac{\sin\frac{\pi}{m}}{\sqrt{2}}. \qquad (17\text{-}2)$$

Это же значение можно получить из потенциального круга обмотки якоря преобразователя (рис. 17-2), если учесть, что потенциальный круг дает амплитуды э. д. с. $E_{ф2}$, $E_{ф3}$ и т. д.

При однофазном токе в формулах настоящего параграфа нужно подставлять $m = 2$.

17-3. Соотношения между токами одноякорного преобразователя

Найдем соотношения между активной составляющей переменного тока в фазе якоря $I_{фа}$ и постоянным током $I_п$, пренебрегая потерями в якоре преобразователя, т. е. считая, что мощности постоянного и переменного тока равны. Тогда

$$E_п I_п = m E_ф I_{фа}$$

и

$$\frac{I_{фа}}{I_п} = \frac{1}{m}\frac{E_п}{E_ф} = \frac{1}{m k_e} = \frac{\sqrt{2}}{m \sin\frac{\pi}{m}}. \qquad (17\text{-}3)$$

Так как постоянный ток в параллельной цепи якоря $I'_п = I_п/2a$, а активная составляющая переменного тока $I'_{фа} = I_{фа}/a$, то отношение переменного и постоянного тока в обмотке

$$k_{Ia} = \frac{2I_{фа}}{I_п} = \frac{2}{m k_e} = \frac{2\sqrt{2}}{m \sin\frac{\pi}{m}}. \qquad (17\text{-}4)$$

Отношение реактивной составляющей переменного тока в цепи обмотки $I'_{ф.р} = I_{ф.р}/a$ к постоянному току в обмотке $I'_п = I_п/2a$ обозначим через k_{Ip}. Это отношение будет

$$k_{Ip} = \frac{2I_{ф.р}}{I_п} = \frac{2I_{фа}}{I_п}\frac{I_{ф.р}}{I_{фа}} = k_{Ia}\frac{\sin\psi}{\cos\psi} = k_{Ia}\operatorname{tg}\psi. \qquad (17\text{-}5)$$

При m-фазной системе сдвиг между токами соседних фаз равен $2\pi/m$. Учитывая, что при соединении обмотки многоугольником линейный ток $I_л$ равен геометрической разности фазных токов $I_ф$ соседних фаз, для соотношения между $I_л$ и $I_ф$ можно получить выражение

$$I_л = 2I_ф \sin\frac{\pi}{m}.$$

Учитывая эту зависимость, из (17-3) можно получить следующее соотношение между активной составляющей линейного тока и постоянным током:

$$k_{tла} = \frac{I_{ла}}{I_п} = \frac{2\sqrt{2}}{m}. \qquad (17\text{-}6)$$

Таблица 17-1

m	k_e	$k_{tла}$	k_{ta}
2	0,707	1,414	1,414
3	0,612	0,943	1,085
6	0,354	0,472	0,940
12	0,185	0,236	0,907

Численные значения соотношений между рассматриваемыми величинами для различного числа фаз согласно полученным выражениям приводятся в табл. 17-1. Значения соотношений этих величин в реальных машинах несколько отличаются от приведенных в таблице за счет падений напряжения и наличия потерь, а также за счет высших гармонических.

17-4. Потери в обмотке якоря одноякорного преобразователя

Для определения потерь в обмотке якоря нужно знать мгновенное значение тока i в каждой секции якоря и просуммировать потери во всех секциях.

Мгновенное значение тока в секции якоря равно разности мгновенных значений постоянного и переменного тока:

$$i = i'_п - i'_ф.$$

Мгновенное значение постоянного тока в секции представляет собой прямоугольную кривую, которая может быть по общим правилам разложена на основную и высшие гармонические токи:

$$i'_п = I_1 \sin\omega t + I_3 \sin 3\omega t + \ldots + I_\nu \sin\nu\omega t + \ldots = I'_п \frac{4}{\pi}\left(\sin\omega t + \frac{1}{3}\sin 3\omega t + \ldots + \frac{1}{\nu}\sin\nu\omega t \ldots\right), \qquad (17\text{-}8)$$

где $\omega = 2\pi f = 2\pi pn$, причем $t=0$ соответствует моменту времени, когда секция переходит через щетку из одной ветви обмотки в другую.

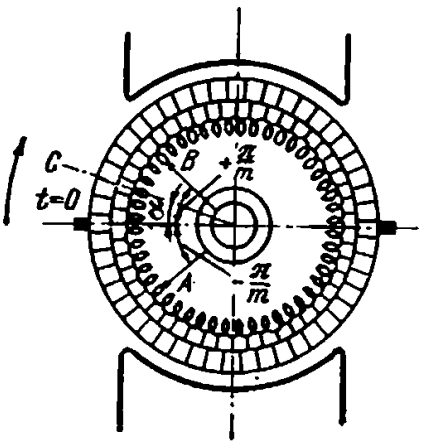


Рис. 17-3. К определению потерь в секции обмотки якоря одноякорного преобразователя

Э. д. с. переменного тока в фазе проходит через нуль в момент времени, когда средняя ее секция находится на геометрической нейтрали (рис 17-3). Если ток в фазе отстает от э. д. с. на угол ψ, то переменный ток в средней секции фазы изменяется по закону:

$$i'_ф = \sqrt{2}\, I_ф \sin(\omega t - \psi).$$

Секция фазы, сдвинутая относительно средней секции в сторону вращения на угол α (рис. 17-3), проходит соответственно через нейтральную зону на такой же угол раньше. Поэтому для данной секции, если принять для нее также $t=0$ в момент ее прохождения через нейтральную зону, закон изменения переменного тока определяется выражением:

$$i'_\phi = \sqrt{2}\, I'_\phi \sin(\omega t - \psi - \alpha),$$

причем α для различных секций в пределах данной фазы изменяется от $\alpha = +\pi/m$ до $\alpha = -\pi/m$ (рис. 17-3).

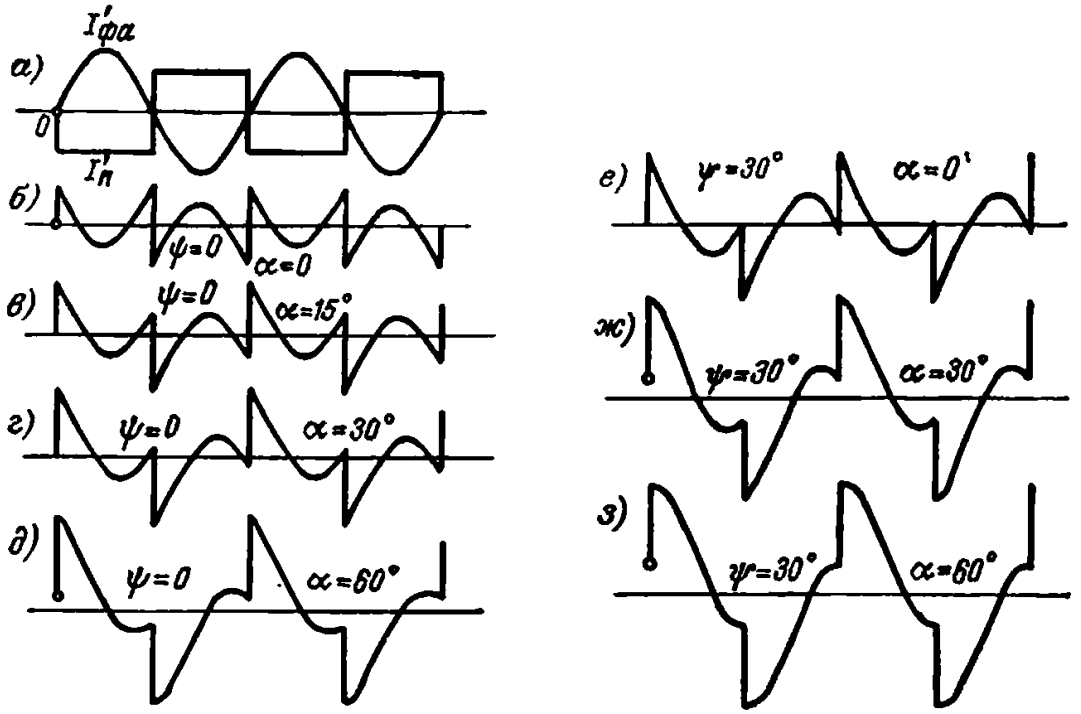


Рис. 17-4. Кривые изменения тока в секциях обмотки якоря одноякорного преобразователя

Производя разложение $\sin(\omega t - \psi - \alpha)$ на составляющие и принимая во внимание, что активная и реактивная составляющие переменного тока на основании принятых ранее обозначений

$$I'_{\phi a} = I'_\phi \cos\psi = k_{ia} I'_n; \quad I'_{\phi.\,p} = I'_\phi \sin\psi = k_{ip} I'_n,$$

получаем для тока i'_ϕ следующее выражение:

$$i'_\phi = \sqrt{2}\, I'_\phi \sin(\omega t - \psi - \alpha) = \sqrt{2}\left(I'_\phi \cos\psi \cos\alpha - I'_\phi \sin\psi \sin\alpha\right)\sin\omega t -$$

$$- \sqrt{2}\left(I'_\phi \cos\psi \sin\alpha + I'_\phi \sin\psi \cos\alpha\right)\cos\omega t = \sqrt{2}\, I'_n \left[\left(k_{ia}\cos\alpha - k_{ip}\sin\alpha\right) \times \right.$$

$$\left. \times \sin\omega t - \left(k_{ia}\sin\alpha + k_{ip}\cos\alpha\right)\cos\omega t\right]. \qquad (17\text{-}9)$$

Результирующий ток в секции согласно уравнениям (17-7), (17-8) и (17-9)

$$i = i'_n - i'_\phi = I'_n \left\{\left[\frac{4}{\pi} - \sqrt{2}\left(k_{ia}\cos\alpha - k_{ip}\sin\alpha\right)\right]\sin\omega t + \right.$$

$$+ \sqrt{2}\left(k_{ia}\sin\alpha + k_{ip}\cos\alpha\right)\cos\omega t +$$

$$\left. + \frac{4}{\pi}\left[\frac{1}{3}\sin 3\omega t + \ldots + \frac{1}{\nu}\sin\nu\omega t + \ldots\right]\right\}. \qquad (17\text{-}10)$$

На рис. 17-4 представлена кривая результирующего тока при $m=6$ для $\alpha=0$, 15°, 30° и 60°.

Действующее значение результирующего тока секции равно квадратному корню из полусуммы квадратов амплитуд всех составляющих тока:

$$I_c = I'_n \sqrt{\frac{1}{2}\left\{\left[\frac{4}{\pi} - \sqrt{2}\,(k_{ia}\cos\alpha - k_{ip}\sin\alpha)\right]^2 \times \right.}$$

$$\left. \times \left[\sqrt{2}\,(k_{ia}\sin\alpha + k_{ip}\cos\alpha)\right]^2 + \frac{16}{\pi^2}\left[\frac{1}{3^2} + \frac{1}{5^2} + \ldots + \frac{1}{\nu^2} + \ldots\right]\right\} =$$

$$= I'_n \sqrt{\frac{8}{\pi^2} + k_{ia}^2 + k_{ip}^2 - \frac{4}{\pi}\sqrt{2}\left(k_{ia}\cos\alpha - k_{ip}\sin\alpha\right) + \left(1 - \frac{8}{\pi^2}\right)} =$$

$$= I'_n \sqrt{1 + k_{ia}^2 + k_{ip}^2 - \frac{4}{\pi}\sqrt{2}\left(k_{ia}\cos\alpha - k_{ip}\sin\alpha\right)}, \qquad (17\text{-}11)$$

так как

$$\frac{1}{3^2} + \frac{1}{5^2} + \ldots + \frac{1}{\nu^2} + \ldots = \frac{\pi^2}{8} - 1.$$

Отношение потерь в рассматриваемой секции к потерям в ней при постоянном токе I'_n в случае работы машины в режиме постоянного тока с той же мощностью

$$\left(\frac{I_c}{I'_n}\right)^2 = 1 + k_{ia}^2 + k_{ip}^2 - \frac{4}{\pi}\sqrt{2}\left(k_{ia}\cos\alpha - k_{ip}\sin\alpha\right). \qquad (17\text{-}12)$$

Средняя величина этого отношения для всего якоря в целом

$$k_\nu = \frac{m}{2\pi}\int_{-\frac{\pi}{m}}^{+\frac{\pi}{m}}\left(\frac{I_c}{I'_n}\right)^2 d\alpha = 1 + k_{ia}^2 + k_{ip}^2 -$$

$$- \frac{m}{2\pi}\frac{4}{\pi}\sqrt{2}\int_{-\frac{\pi}{m}}^{+\frac{\pi}{m}}(k_{ia}\cos\alpha - k_{ip}\sin\alpha)\,d\alpha =$$

$$= 1 + k_{ia}^2 + k_{ip}^2 - \frac{4\sqrt{2}\,mk_{ia}}{\pi^2}\sin\frac{\pi}{m}. \qquad (17\text{-}13)$$

Для рассматриваемого нами случая синусоидального поля значения коэффициентов k_{ia} и k_{ip} даются равенствами (17-4) и (17-5), и в этом случае

$$k_\nu = 1 + k_{ia}^2 + k_{ip}^2 - \frac{16}{\pi^2} = 1 - \frac{16}{\pi^2} + k_{ia}^2(1 + \operatorname{tg}^2\psi) =$$

$$= 1 - \frac{16}{\pi^2} + \frac{k_{ia}^2}{\cos^2\psi} = 1 - \frac{16}{\pi^2} + \frac{8}{m^2\sin^2\frac{\pi}{m}\cos^2\psi}. \qquad (17\text{-}14)$$

Если обозначить сопротивление обмотки якоря постоянного тока через r_a, то потери в якоре преобразователя будут

$$p_{ma} = k_\nu I_n^2 r_a. \qquad (17\text{-}15)$$

Если предположить, что потери в якоре одноякорного преобразователя могут быть допущены такими же, как при работе его в качестве машины постоянного тока, то мощность преобразователя, т. е. преобразуемая мощность переменного или постоянного тока, может быть повышена в отношении $1/\sqrt{k_\nu}$.

Таблица 17-2

m	$\cos\psi = 6$		$\cos\psi = 0{,}9$	
	k_ν	$\frac{1}{\sqrt{k_\nu}}$	k_ν	$\frac{1}{\sqrt{k_\nu}}$
2	1,38	0,85	1,88	0,73
3	0,567	1,33	0,87	1,07
6	0,267	1,93	0,485	1,43
12	0,207	2,2	0,42	1,54
∞	0,19	2,29	0,38	1,62

В табл. 17-2 даны величины k_ν и $1/\sqrt{k_\nu}$, рассчитанные по (17-14) для двух случаев: $\cos\psi = 1$ и $\cos\psi = 0{,}9$.

Из табл. 17-2 видно, что потери в якоре сначала заметно уменьшаются с увеличением числа фаз, но при $m > 6$ это уменьшение начинает замедляться, и при переходе от $m = 12$ к $m = \infty$ потери снижаются весьма мало.

При однофазном токе ($m = 2$) потери в одноякорном преобразователе даже больше, чем в машине постоянного тока, поэтому обычно одноякорный преобразователь выполняется с числом фаз m не меньше трех. Наибольшее распространение имеют преобразователи с $m = 6$, так как шестифазная система питания одноякорных преобразователей осуществляется без особых конструктивных осложнений в трансформаторах с помощью превращения вторичной системы трехфазного трансформатора в шестифазную (рис. 17-5).

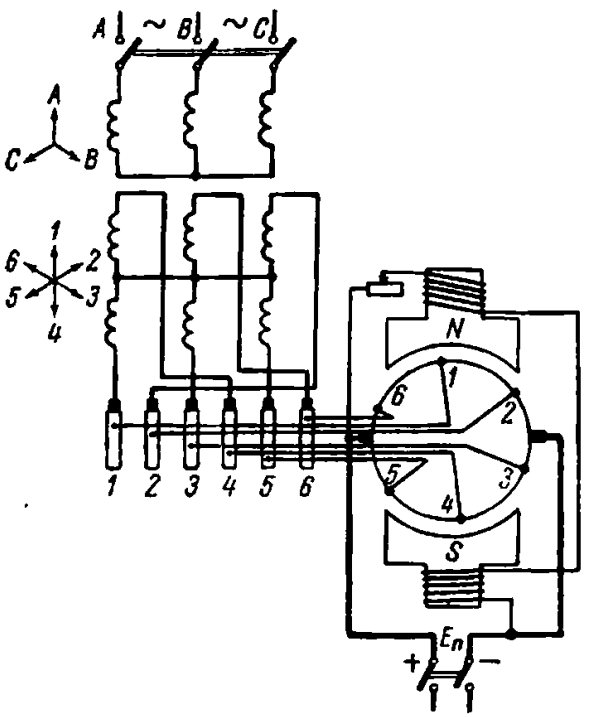


Рис. 17-5. Схема шестифазного одноякорного преобразователя

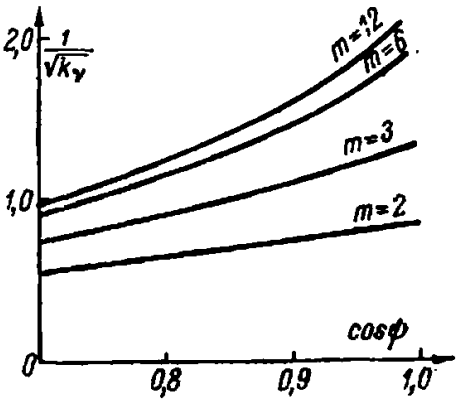


Рис. 17-6. Зависимость коэффициента потерь якоря одноякорного преобразователя от коэффициента мощности.

Потери в якоре одноякорного преобразователя возрастают при понижении $\cos\varphi = \cos\psi$ на стороне переменного тока; так как в этом случае волна переменного тока начинает сдвигаться относительно волны постоянного тока, то нарушается взаимная компенсация н. с., созданных этими токами.

На рис. 17-6 даны зависимости $1/\sqrt{k_v} = f(\cos\psi)$ для $m=2$, $m=3$, $m=6$ и $m=12$.

17-5. Пуск одноякорного преобразователя

Пуск одноякорного преобразователя может производиться от источника как постоянного, так и переменного тока. Пуск постоянным током возможен в относительно редких случаях, когда имеется обеспеченный источник постоянного тока, например аккумуляторная батарея. В этом случае преобразователь пускается в качестве двигателя постоянного тока и доводится до своей синхронной скорости, после чего производится синхронизация преобразователя и его приключение к сети переменного тока. При этом способе преобразователь всегда получает правильную полярность по отношению к сети постоянного тока.

Пуск от источника переменного тока может осуществляться несколькими методами, из которых главнейшими являются: а) метод асинхронного пуска синхронного двигателя и б) метод вспомогательного двигателя.

Асинхронный пуск преобразователя является наиболее распространенным. Этот метод возможен при наличии на полюсных наконечниках беличьей клетки, так как в этом случае преобразователь может развить достаточные пусковой и входной моменты. Пуск производится под пониженным напряжением (до 25—30% от номинального) при замкнутой через сопротивление обмотке возбуждения. При приближении к синхронизму преобразователь начинает работать в качестве асинхронного двигателя с небольшим скольжением, причем полярность на его щетках периодически изменяется. Если реактивный момент преобразователя достаточен для вхождения его в синхронизм, то последнее может осуществиться как при правильной, так и при неправильной полярности; в последнем случае нужно лишь изменить направление тока в цепи возбуждения. Если же реактивный момент недостаточен для вхождения преобразователя в синхронизм, то приходится включать цепь возбуждения в тот момент времени, когда преобразователь имеет правильную полярность.

При пуске с помощью вспомогательного асинхронного двигателя число пар полюсов последнего обычно подбирается на единицу меньше по сравнению с числом полюсов преобразователя. В этом случае вспомогательный двигатель дает возможность проводить преобразователь через синхронизм, когда может быть осуществлена синхронизация с помощью приключения преобразователя к цепи переменного тока.

17-6. Регулирование напряжения одноякорного преобразователя

Одноякорный преобразователь вследствие взаимной компенсации н. с. постоянного и переменного тока и соответственно малой реакции якоря имеет весьма малое индуктивное падение напряжения. Так как одновременно он имеет и сильно уменьшенные электрические потери в якоре, то активное падение напряжения в обмотке якоря также получается малым. Поэтому результирующее падение напряжения в одноякорном преобразователе составляет вследствие указанных причин всего 2—5% от номинального напряжения.

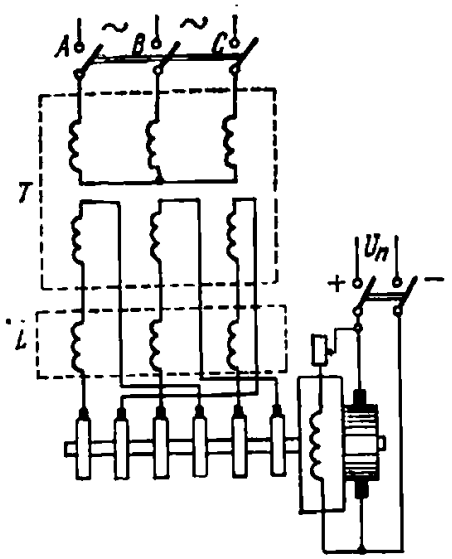


Рис. 17-7. Регулирование напряжения одноякорного преобразователя с помощью реактивной катушки

Одноякорный преобразователь, как видно из уравнения (17-2), имеет весьма жесткую зависимость между напряжениями постоянного и переменного тока. При неизменном напряжении переменного тока $E_л \approx U_л = \text{const}$ напряжение постоянного тока $U_п \approx E_п$ является вполне определенным и для его регулирования требуются добавочные устройства, так как изменение возбуждения будет влиять лишь на величину реактивной составляющей переменного тока, а результирующий поток Ф преобразователя при $U_п \approx \text{const}$ также будет оставаться практически постоянным. Отсюда следует, что для изменения напряжения переменного тока требуется изменение напряжения на контактных кольцах; поэтому при заданном напряжении сети $U_л = \text{const}$ необходимо между сетью и контактными кольцами включать добавочное устройство, повышающее или понижающее напряжение сети. Такими устройствами могут являться: индукционный регулятор (см. § 18-6), реактивная катушка или вольтодобавочная машина. Первые два из них включаются на стороне переменного тока, а последнее — на стороне как постоянного, так и переменного тока в зависимости от того, представляет оно собой машину постоянного или переменного тока. Обмотка (или обмотки) якоря вольтодобавочной машины включаются при этом последовательно с сетью, а сам якорь может быть установлен на валу одноякорного преобразователя.

Индукционный регулятор позволяет получать значительное регулирование — до 30% и больше от номинального напряжения.

Один из наиболее простых методов регулирования напряжения преобразователя получается при включении между вторичной обмоткой трансформатора T и контактными кольцами реактивной катушки L (рис. 17-7), но этот метод позволяет получать сравнительно ограниченные пределы регулирования, которые не превосходят ±7,5%.

Этот способ основан на том принципе, что одноякорный преобразователь, работающий по отношению к сети переменного тока в режиме синхронного двигателя, будет при постоянном напряжении и переменном возбуждении иметь различную величину результирующего потока, изменение которого будет зависеть от величины индуктивного сопротивления x. Это сопротивление может представлять собой как собственное индуктивное сопротивление рассеяния его обмоток, так и внешнее индуктивное сопротивление. При перевозбуждении преобразователь будет работать с опережающим током, и напряжение на его кольцах $U_л$, как это видно из диаграммы напряжений рис. 17-8, будет повышаться, а соответственно будет повышаться и напряжение на стороне постоянного тока.

При недовозбуждении преобразователь будет работать с отстающим током, напряжение $U_л$, как видно из диаграммы рис. 17-8, *б*, будет уменьшаться, а соответственно будет понижаться и напряжение $U_п$. Нужно отметить, что вместо применения особой реактивной катушки можно выполнять трансформатор, питающий преобразователь, с повышенным значением индуктивного сопротивления, и тогда при постоянном напряжении на первичной обмотке трансформатора возможно регулировать напряжение преобразователя изменением его возбуждения.

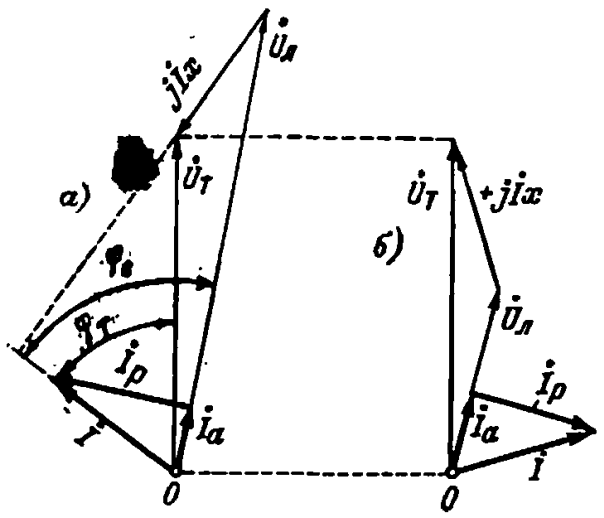


Рис. 17-8. Диаграмма напряжений одноякорного преобразователя при работе с опережающим (*а*) и отстающим (*б*) током

17-7. Качания одноякорного преобразователя

Одноякорный преобразователь, работающий по отношению к сети переменного тока в режиме синхронного двигателя, может иметь, так же как и последний, вынужденные и собственные колебания. Вынужденные колебания возникают в том случае, когда синхронный генератор, питающий преобразователь, имеет колебания скорости, вызванные неравномерным моментом первичного двигателя, вращающего генератор. Свободные колебания могут возникать в случае изменения режима работы преобразователя под влиянием толчков нагрузки и коротких замыканий.

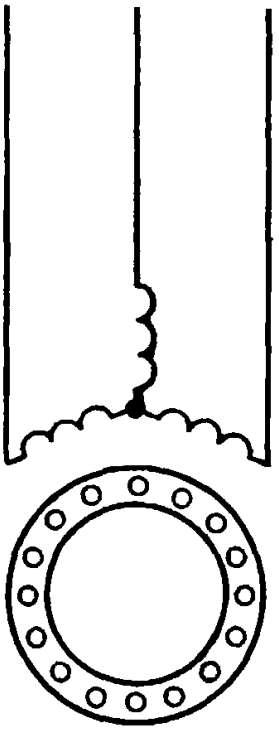
Одноякорные преобразователи снабжаются часто успокоительными обмотками, укладываемыми в полюсные наконечники главных полюсов и действующими в качестве успокоителей колебаний, благодаря чему вынужденные колебания обычно не наблюдаются. Свободные колебания, возникающие при коротких замыканиях,

могут привести преобразователь к выпадению из синхронизма, но при применении быстродействующих выключателей отключение короткого замыкания происходит раньше, чем угол отставания вектора индуктированной потоком возбуждения э. д. с. от вектора напряжения сети достигнет 180°. После отключения короткого замыкания якорь под действием успокоительной обмотки быстро возвращается к нормальной скорости вращения.

17-8. Применение одноякорного преобразователя

Одноякорные преобразователи выполнялись при частоте $f = 50$ *гц* до 5000 *квт* и имели весьма широкое применение для преобразования переменного тока в постоянный, особенно в электрической тяге, но в настоящее время они вытеснены в этой области более дешевым и экономичным ртутным выпрямителем. Однако при напряжении 220 *в* и ниже одноякорный преобразователь экономичнее ртутного выпрямителя, поэтому в специальных установках он имеет применение и в настоящее время. При малых мощностях одноякорный преобразователь нередко выполняется без питающего трансформатора с раздельными обмотками постоянного и переменного тока на якоре, чтобы можно было устанавливать любые соотношения между напряжениями постоянного и переменного тока.

Машины с разделительными обмотками применяются также в качестве генераторов двойного тока — постоянного и переменного. В этом случае они приводятся во вращение первичными двигателями того или иного рода, чаще всего двигателями внутреннего сгорания. В подобном конструктивном исполнении изготовляются также синхронные генераторы малой мощности, в которых якорная обмотка постоянного тока используется для питания обмотки возбуждения, и таким образом отпадает надобность в отдельном возбудителе.



Раздел третий

АСИНХРОННЫЕ МАШИНЫ

Глава восемнадцатая

ТРЕХФАЗНАЯ АСИНХРОННАЯ МАШИНА ПРИ НЕПОДВИЖНОМ РОТОРЕ[1]

18-1. Предварительные замечания

В этой главе мы имеем целью показать, что при неподвижном роторе асинхронная машина представляет собой трансформатор, отличающийся от трансформатора нормального исполнения только в конструктивном отношении (распределенная обмотка на статоре и роторе, наличие зазора и т. п.). Что же касается физической сущности явлений, то в том и в другом случае она имеет ряд сходных положений. Поэтому целесообразно начать изучение асинхронных машин, так же как и трансформаторов, с рассмотрения предельных режимов работы машины — холостого хода и короткого замыкания — с тем, чтобы в последующей главе распространить представление об асинхронной машине как о трансформаторе также и на машину с вращающимся ротором.

В дальнейшем будем иметь в виду трехфазную асинхронную машину с кольцами, ротор которой мы могли бы по желанию размыкать, замыкать накоротко или на некоторое сопротивление. Все переменные величины условимся считать синусоидальными функциями времени или пространства, рассматривая роль высших гармонических в дальнейшем особо. Напряжения, э. д. с. и токи определяются их действующими значениями, а н. с. и потоки — их наибольшими значениями. Фазы обмотки считаются симметричными.

18-2. Холостой ход асинхронной машины при $n=0$

Предположим, что ротор асинхронной машины разомкнут (рис. 18-1) и неподвижен, а статор включен на сеть с напряжением U_1 и частотой f_1. В этом случае асинхронная машина представляет собой трансформатор при холостом ходе. Первичной об-

[1] Принципы действия асинхронных бесколлекторных машин и их конструктивного выполнения были даны ранее в гл. 1, 3 и 5.

моткой является статор машины, а вторичной — неподвижный ротор. Соответственно все величины, относящиеся к статору, условимся называть первичными и обозначать индексом 1, а все величины, относящиеся к ротору,— вторичными и обозначать индексом 2.

Ход рассуждения в данном случае принципиально тот же, что и для трансформаторов (см. ч. I, гл. 13). Под действием напряжения $\dot{U}_1$ по обмотке статора протекает ток холостого хода $\dot{I}_0$. Образуемая этим током н. с. F_1 создает поток, одна часть которого Φ_m сцеплена с обмотками обеих частей машины, а другая часть $\Phi_{\sigma 1}$ — только с обмоткой статора (рис. 18-2). Первый поток является основным, а второй — потоком рассеяния. Если p — число пар полюсов машины, то скорость вращения n_1 н. с. F_1 и соответственно потока Φ_m

$$n_1 = f_1/p, \ об/сек. \qquad (18\text{-}1)$$

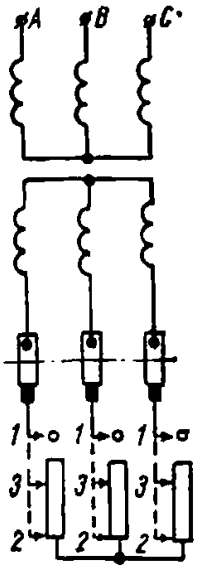


Рис. 18-1. Схема двигателя с контактными кольцами и реостатом

Основной поток при неподвижном двигателе создает в обмотках статора и ротора э. д. с. E_1 и E_2, определяемые формулами:

$$\left.\begin{aligned} E_1 &= \sqrt{2}\,\pi f_1 w_1 k_{об1} \Phi_m; \\ E_2 &= \sqrt{2}\,\pi f_1 w_2 k_{об2} \Phi_m. \end{aligned}\right\} \qquad (18\text{-}2)$$

Поток рассеяния $\Phi_{\sigma 1}$ создает в обмотке статора э. д. с. рассеяния $E_{\sigma 1}$, причем

$$\dot{E}_{\sigma 1} = -j\dot{I}_0 x_1,$$

где x_1 — индуктивное сопротивление рассеяния обмотки статора.

Кроме того, обмотка статора имеет активное сопротивление r_1; учитывая его действие в форме падения напряжения $\dot{I}_0 r_1$, мы можем написать уравнение напряжений первичной обмотки асинхронной машины в том же виде, что и для трансформаторов [(см. ч. I, формулы (13-16) и (13-22)], а именно:

$$\dot{U}_1 = -\dot{E}_1 + \dot{I}_0 Z_1. \qquad (18\text{-}3)$$

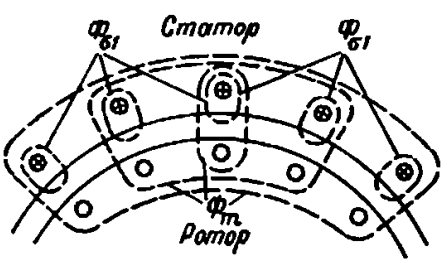


Рис. 18-2. Потоки статора при разомкнутом роторе

Напомним, что в этом уравнении — $\dot{E}_1$ и $\dot{I}_0 Z_1$ — составляющие напряжения $\dot{U}_1$, каждая из которых находится в равновесии с соответствующими э. д. с.

Одинаковым уравнениям э. д. с. первичной обмотки для трансформатора и асинхронной машины соответствуют принципиально одинаковые диаграммы холостого хода. Поэтому здесь мы не повторяем диаграммы, приведенной в ч. I на рис. 14-7. Но в количе-

ственном отношении между обеими диаграммами существует заметная разница. Действительно, в асинхронной машине имеется относительно большой воздушный зазор. Поэтому в асинхронных машинах ток I_0 составляет обычно от 20 до 50% от $I_н$, т. е. он значительно больше, чем ток холостого хода трансформатора (3—10% от $I_н$). Кроме того, сопротивления обмоток асинхронных машин тоже относительно больше, чем в трансформаторах. Поэтому падение напряжения в обмотке статора асинхронной машины при холостом ходе составляет 2—5% от номинального напряжения машины, тогда как в трансформаторах оно обычно не превышает 0,1—0,4% от последнего.

Токи холостого хода трехфазной асинхронной машины образуют симметричную систему, так как магнитные сопротивления на пути всех трехфазных потоков одинаковы. С другой стороны, по форме ток холостого хода близок к синусоиде, так как при наличии относительно большого воздушного зазора третья гармоническая тока или соответственно потока не может получить заметного значения.

Коэффициент трансформации э. д. с. асинхронной машины k_e, представляющий собой отношение э. д. с. E_1 и E_2, равен

$$k_e = \frac{E_1}{E_2} = \frac{\sqrt{2}\pi f_1 w_1 k_{об1} \Phi_m}{\sqrt{2}\pi f_1 w_2 k_{об2} \Phi_m} = \frac{w_1 k_{об1}}{w_2 k_{об2}}. \qquad (18\text{-}4)$$

В асинхронных машинах, как и в трансформаторах, вторичную обмотку приводят к первичной, т. е. заменяют действительную вторичную обмотку другой, имеющей такое же число фаз и число витков, шаг обмотки и количество пазов на полюс и фазу, как и первичная. При этом параметры вторичной обмотки должны быть надлежащим образом пересчитаны, чтобы сохранить реальные энергетические соотношения в машине.

Э. д. с. приведенной вторичной обмотки

$$E'_2 = k_e E_2 = E_1. \qquad (18\text{-}5)$$

При разомкнутом неподвижном роторе в машине имеются только потери в меди статора $m_1 I_0^2 r_1$, где m_1 — число фаз статора, и потери в стали статора и ротора $p_{c1} + p_{c2}$. На покрытие этих потерь идет мощность P_{10}, потребляемая машиной из сети. Таким образом,

$$P_{10} = m_1 I_0^2 r_1 + p_{c1} + p_{c2}. \qquad (18\text{-}6)$$

Так как в асинхронных машинах ток I_0 и сопротивление r_1 относительно велики, то потери в меди $p_{м1}$ составляют заметную часть мощности P_{10}, тогда как в трансформаторах мы всегда можем ими пренебречь.

Зная P_{10}, мы можем определить активную составляющую тока I_{0a} по формуле

$$I_{0a} = \frac{P_{10}}{m_1 U_1}.$$

Активная составляющая тока I_{0a} обычно невелика по сравнению с реактивной составляющей этого тока I_{0r}, и угол $\varphi_0 = 70 \div 80°$.

Схема замещения асинхронной машины при холостом ходе не отличается от соответствующей схемы трансформатора на рис. 14-10, ч. I.

18-3. Короткое замыкание асинхронной машины

Если мы переместим при заторможенном роторе ($n=0$) подвижный контакт реостата в цепи ротора (рис. 18-1) из положения *1* в положение *2*, то будем иметь режим короткого замыкания асинхронной машины. По своей физической сущности такое короткое замыкание подобно короткому замыканию трансформатора (см. ч. I, гл. 17), но имеет некоторые отличия, вытекающие из конструктивных особенностей асинхронных машин.

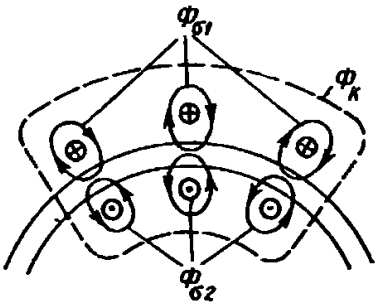


Рис. 18-3. Потоки асинхронной машины при коротком замыкании

Если мы хотим, чтобы при коротком замыкании токи I_1 и I_2 в обмотках статора и ротора были ограничены их номинальными значениями, то, так же как и в трансформаторах, мы должны понизить подводимое к статору напряжение до значения $U_к$, составляющего примерно 15—25% от $U_н$ (по сравнению с 5—17% в трансформаторах). Токи I_1 и I_2 создают н. с. статора и ротора, из которых мы согласно условию (см. выше § 18-1) выделим первые гармонические н. с. F_1 и F_2. При $n=0$ частота тока в роторе равна частоте тока в статоре f_1. Если p — число пар полюсов машины, то н. с. F_1 и F_2 вращаются относительно неподвижных статора и ротора в одинаковом направлении с одинаковыми скоростями $n_1 = f_1/p$, т. е. они неподвижны относительно друг друга и образуют результирующую, вращающуюся со скоростью n_1 н. с. $F_к$, которая создает основной вращающийся поток $\Phi_к$, сцепленный с обмотками статора и ротора. Кроме того, н. с. F_1 создает первичный поток рассеяния $\Phi_{\sigma 1}$, сцепленный только с первичной обмоткой, а н. с. F_2 — вторичный поток рассеяния $\Phi_{\sigma 2}$, сцепленный только со вторичной обмоткой (рис. 18-3).

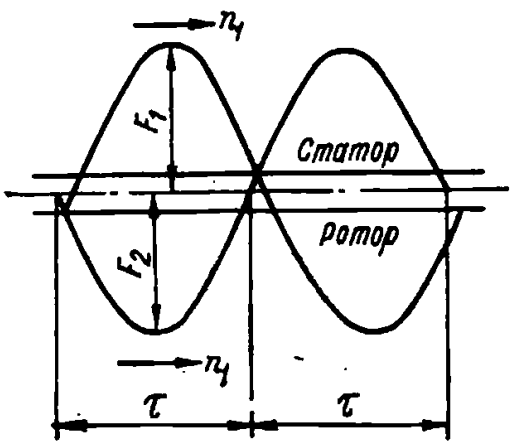


Рис. 18-4. Н. с. статора и ротора при коротком замыкании

Как и в трансформаторе, н. с. F_1 и F_2 при коротком замыкании действуют навстречу друг другу. Поэтому, несмотря на значитель-

ную величину токов I_1 и I_2 и создаваемых ими н. с. F_1 и F_2, результирующая н. с. $F_к$ при коротком замыкании относительно мала, вследствие чего и поток $\Phi_к$ мал, и, следовательно, основная магнитная цепь в этом случае не насыщена (рис. 18-4).

Первичный ток I_1 можно представить себе как сумму двух составляющих, из которых одна (I_m) создает н. с. $\dot{F}_к$, а вторая ($-\dot{I}_2$) создает н. с. $-\dot{F}_2$, компенсирующую н. с. $\dot{F}_2$ вторичного тока $\dot{I}'_2$. Таким образом, имеем:

$$\dot{I}_1 = \dot{I}_m + (-\dot{I}'_2)$$

или

$$\dot{I}_1 + \dot{I}'_2 = \dot{I}_m. \qquad (18\text{-}7а)$$

Соответственно

$$\dot{F}_1 = \dot{F}_m + (-\dot{F}_2)$$

или

$$\dot{F}_1 + \dot{F}_2 = F_m, \qquad (18\text{-}7б)$$

причем н. с. $\dot{F}_1$ и $\dot{F}_2$ определяются по формулам (4-36). Следовательно,

$$\frac{m_1\sqrt{2}}{\pi}\frac{w_1 k_{об1}}{p}\dot{I}_1 + \frac{m_2\sqrt{2}}{\pi}\frac{w_2 k_{об2}}{p}\dot{I}_2 = \frac{m_1\sqrt{2}}{\pi}\frac{w_1 k_{об1}}{p}\dot{I}_m.$$

Подставив сюда $\dot{I}_1 = \dot{I}_m - \dot{I}'_2$, получим:

$$-m_1 w_1 k_{об1}\dot{I}'_2 + m_2 w_2 k_{об2}\dot{I}_2 = 0,$$

откуда найдем коэффициент трансформации токов:

$$k_i = \frac{\dot{I}_2}{\dot{I}'_2} = \frac{m_1 w_1 k_{об1}}{m_2 w_2 k_{об2}}. \qquad (18\text{-}8)$$

Следовательно, приведенный ток ротора

$$\dot{I}'_2 = \frac{1}{k_i}\dot{I}_2. \qquad (18\text{-}9)$$

Пользуясь коэффициентами трансформации э. д. с. и токов [см. формулы (18-4) и (18-8)], мы можем определить приведенные активное и индуктивное сопротивления ротора r'_2 и x'_2.

При приведении r_2 будем исходить из того, что потери в меди обмотки ротора не зависят от приведения. Следовательно,

$$m_2 I_2^2 r_2 = m_1 I_2'^2 r'_2,$$

откуда

$$r'_2 = \frac{m_2}{m_1}\frac{I_2^2}{I_2'^2}r_2 = \frac{m_2}{m_1}\left(\frac{m_1 w_1 k_{об1}}{m_2 w_2 k_{об2}}\right)^2 r_2 = \frac{w_1 k_{об1} m_1 w_1 k_{об1}}{w_2 k_{об2} m_2 w_2 k_{об2}} r_2 = k_e k_i r_2 = k r_2, \qquad (18\text{-}10)$$

где

$$k = k_e k_i \qquad (18\text{-}11)$$

называется коэффициентом приведения сопротивлений.

При приведении индуктивного сопротивления рассеяния x_2 будем исходить из того, что угол ψ_2 между э. д. с. E_2 и током I_2 тоже не зависит от приведения. Следовательно,

$$\operatorname{tg}\psi_2 = \frac{x_2}{r_2} = \frac{x_2'}{r_2'},$$

откуда

$$x_2' = \frac{r_2'}{r_2} x_2 = k x_2. \tag{18-12}$$

Уравнения первичных и вторичных напряжений асинхронной машины при коротком замыкании пишутся совершенно так же, как и для трансформаторов [см. ч. I, формулы (17-1) и (17-2)], а именно:

$$\dot{U}_{1к} = -\dot{E}_{1к} + \dot{I}_1 Z_1 \tag{18-13}$$

и

$$\dot{E}_{2к}^{2'} - \dot{I}_2' Z_2' = 0. \tag{18-14}$$

Здесь $Z_1 = r_1 + jx_1$ и $Z'_2 = r'_2 + jx'_2$ — полные сопротивления обмоток статора и ротора.

Принимая во внимание, что $\dot{E}'_2 = \dot{E}_1$ и $\dot{I}'_2 \approx -\dot{I}_1$ и решая уравнения (18-13) и (18-14) относительно $\dot{I}_1$, получим:

$$\dot{I}_1 \approx \frac{\dot{U}_{1к}}{Z_1 + Z_2'}, \tag{18-15}$$

соответственно чему мы имеем для короткозамкнутой асинхронной машины ту же схему замещения, что и для трансформатора (см. ч. I, § 13-7), и те же параметры короткого замыкания, а именно:

$$r_к \approx r_1 + r_2'; \quad x_к \approx x_1 + x_2'. \tag{18-16}$$

Нужно, однако, заметить, что в асинхронных машинах малой мощности с относительно большим намагничивающим током ($I_0 > 50\%$ от $I_н$) в формулы (18-16) приходится вводить специальные коррективы.

18-4. Параметры беличьей клетки

Беличью клетку можно себе представить в виде многофазной обмотки, число пар полюсов которой равно числу пар полюсов вращающегося поля. Если N_2 — число стержней беличьей клетки, то угол сдвига э. д. с. (а также и угол сдвига токов) в соседних стержнях

$$\alpha = \frac{2\pi p}{N_2}. \tag{18-17}$$

Ток I_2 в стержне представляет собой геометрическую разность токов $I_{кл}$ в двух прилегающих к узлу элементах кольца (рис. 18-5, *а* и *б*). Следовательно,

$$I_2 = 2I_{кл} \sin\frac{\pi p}{N_2}, \tag{18-18}$$

откуда

$$I_{кл}=\frac{I_2}{2\sin\frac{\pi p}{N_2}}. \qquad (18\text{-}19)$$

В практических расчетах беличью клетку удобно рассматривать как многофазную обмотку с числом фаз m_2, равным числу пазов N_2:

$$m_2=N_2. \qquad (18\text{-}20)$$

Тогда число витков в фазе нужно принять равным

$$w_2=\frac{1}{2}, \qquad (18\text{-}21)$$

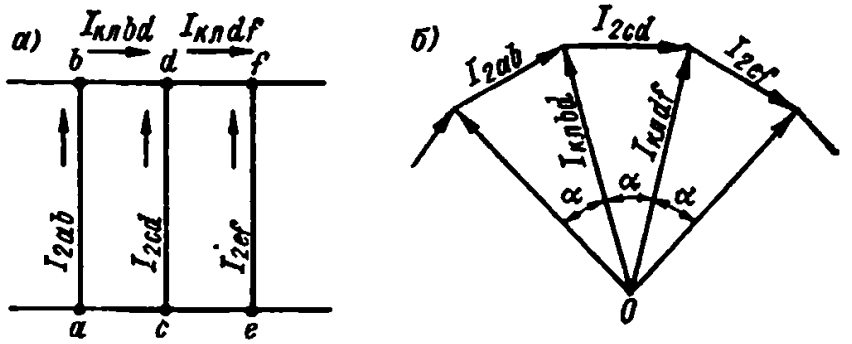


Рис. 18-5. Токи в беличьей клетке ротора

а обмоточный коэффициент беличьей клетки

$$k_{об2}=1.$$

При этих условиях ток стержня I_2 и э. д. с. стержня E_2 представляют собой ток и э. д. с. фазы вторичной обмотки, и являются действительными полученные ранее выражения для э. д. с. и н. с. обмотки и коэффициентов приведения вторичных величин к первичным.

Рассматривая беличью клетку как многофазную обмотку, надо представлять ее себе соединенной в звезду и замкнутой накоротко. Тогда сопротивления элементов колец нужно учесть соответствующим увеличением сопротивлений стержня.

Каждому стержню соответствуют два прилегающих к нему элемента кольца, например, стержню *ab* на рис. 18-5, *а* — элементы *bd* и *ac*. Следовательно, активное и соответственно индуктивное сопротивления рассеяния каждой фазы беличьей клетки r_2 и x_2 состоят каждое из суммы сопротивлений стержней r_c и x_c и сопротивлений двух элементов кольца $2r'_{кл}$ и $2x'_{кл}$, т. е.

$$r_2=r_c+2r'_{кл};\quad x_2=x_c+2x'_{кл}. \qquad (18\text{-}22)$$

Коэффициент приведения сопротивления демпферной клетки к статорной системе при числе фаз вторичной системы $m_2 = N_2$, числе витков в фазе $w_2 = 1/2$ и $k_{об2} = 1{,}0$ получается равным

$$k = \frac{4m_1 (w_1 k_{об1})^2}{N_2}. \qquad (18\text{-}23)$$

Так как токи в стержне и кольце различны, то под $r'_{кл}$ нужно понимать сопротивление элемента кольца, приведенное к току I_2.

Исходя из условия равенства основных потерь в меди, находим:

$$r'_{кл} = r_{кл}\left(\frac{I_{кл}}{I_2}\right)^2 = \frac{r_{кл}}{4\sin^2\frac{\pi p}{N_2}}, \qquad (18\text{-}24)$$

где $r_{кл}$ — действительное сопротивление элемента кольца.

Аналогичным образом

$$x'_{кл} = \frac{x_{кл}}{4\sin^2\frac{\pi p}{N_2}}, \qquad (18\text{-}25)$$

где $x_{кл}$ — индуктивное сопротивление рассеяния элемента кольца.

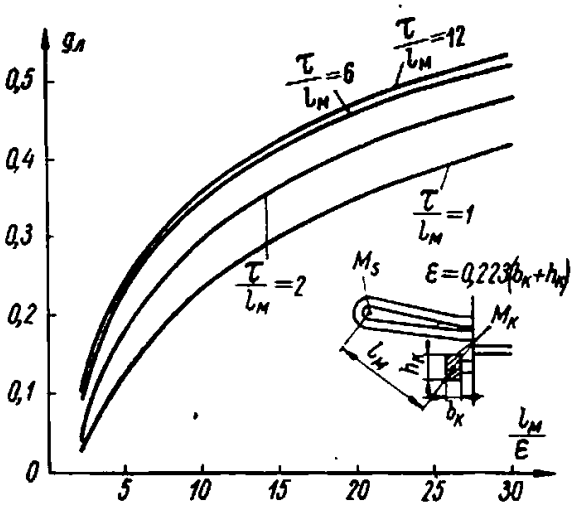


Рис. 18-6. Зависимость $g_л = f(l_м/\varepsilon)$

Проводимость рассеяния лобовых частей короткозамыкающего кольца беличьей клетки двигателей переменного тока зависит от расстояния $l_м$ между центром кольца $M_к$ и центром тангенциального эквивалентного кольца M_s лобовой части статорной обмотки (рис. 18-6) и может быть выражена формулой

$$\lambda_{кл} = \frac{N_2}{2pm_1}\frac{\tau}{l} g_л. \qquad (18\text{-}25а)$$

Значение $g_л$ определяется по кривым рис. 18-6 для различных отношений $\tau/l_м$ в зависимости от $l_м/\varepsilon$ [162], где

$$\varepsilon = 0{,}223\,(b_к + h_к).$$

Здесь $b_к$ — толщина короткозамыкающего кольца, а $h_к$ — его высота.

Дифференциальное рассеяние зубцовой зоны короткозамкнутой беличьей клетки зависит от числа зубцов вторичной стороны на один полюс и может быть определено по формуле (5-27), где коэффициент $k_{д2}$ может быть найден по кривым рис. 18-7, дающим зависимость

$$k_{д2} = f\left(\frac{N_2}{2p}\right)$$

как при обычных пазах, так и скошенных на одно зубцовое деление статора.

Пример. Рассчитать индуктивные и активные сопротивления обмоток ротора трехфазного асинхронного двигателя 250 *квт*, 3000 *в* с простой короткозамкнутой обмоткой в виде беличьей клетки. Данные двигателя в основном те же, что и в примере гл. 5: $2p=6$, полюсное деление $\tau=275$ *мм*, активная длина железа $l_0=364$ *мм*, расчетная длина $l=334$ *мм*. Число пазов ротора $N_2=80$, число витков в фазе ротора $w_2=1/2$, воздушный зазор $\delta=1{,}0$ *мм*, коэффициент воздушного зазора $k_\delta=1{,}6$ *мм*, коэффициент насыщения для дифференциального рассеяния $k_{\mu д}=1{,}1$, обмоточный коэффициент $k_{об2}=1{,}0$.

Форма паза ротора по рис. 5-3, *г*; $d_п=12$ *мм*, $d_0=11{,}5$ *мм*, $h_2=1{,}0$ *мм*, $b_2=0{,}9$ *мм*. Вылет стержней короткозамкнутой обмотки с двух сторон ротора $2\cdot 55=110$ *мм*, общая длина стержней ротора $l_c=364+110=474$ *мм*.

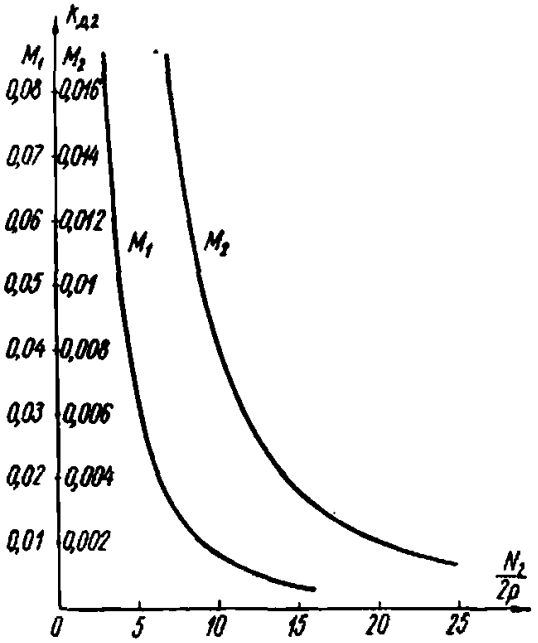


Рис. 18-7. Зависимость $k_{д2}=f(N_2/2p)$

Сечение короткозамыкающего кольца

$$b_к h_к = 12{,}5 \times 32{,}5 = 406 \text{ мм}^2.$$

Проводимость рассеяния паза ротора

$$\lambda_{п.с} = 0{,}623 + \frac{1{,}0}{0{,}9} = 1{,}74$$

[формула (5-15г)].

Проводимость лобовой части обмотки короткозамыкающих колец

$$\lambda_{л.с} = \frac{80}{2\cdot 3\cdot 3}\frac{275}{334}0{,}31 = 1{,}14$$

[формула (18-25а)],

где коэффициент лобового рассеяния $g_л=0{,}31$ определяется по кривым рис. 18-6 для $l_м=115$ *мм* при

$$e = 0{,}223\,(12{,}5+32{,}5) = 10{,}1 \text{ мм};$$

$$\frac{l_м}{e}=\frac{115}{10{,}1}=11{,}4;\quad \frac{\tau}{l_м}=\frac{275}{115}=2{,}38.$$

Проводимость дифференциального рассеяния ротора с беличьей клеткой

$$\lambda_{д.с} = \frac{80}{2\cdot 3\cdot \pi^2}\frac{275\cdot 1{,}0^2}{1{,}6\cdot 1{,}1\cdot 1{,}0}0{,}0046 = 1{,}0 \quad \text{[формула (5-27)]},$$

где коэффициент дифференциального рассеяния для

$$\frac{N_2}{2p}=\frac{80}{6}=13{,}3$$

по кривой рис. 18-7

$$k_{д2}=0{,}0046.$$

Сумма проводимостей рассеяния

$$\Sigma\lambda_c = 3{,}88.$$

Индуктивное сопротивление короткозамкнутой обмотки ротора

$$x_2 = 2\pi\cdot 1{,}26\cdot 10^{-8}\cdot 50\cdot 33{,}4\cdot 3{,}88 = 0{,}00051 \text{ ом}.$$

Коэффициент приведения вторичной обмотки ротора к первичной обмотке статора по формуле (18-23)

$$k = \frac{4 \cdot 3\,(210 \cdot 0{,}91)^2}{80} = 5500.$$

Приведенное к обмотке статора индуктивное сопротивление обмотки ротора

$$x_2' = x_2 k = 0{,}00051 \cdot 5500 = 2{,}8 \text{ ом}.$$

Омическое сопротивление одного стержня беличьей клетки ротора

$$r_c = \rho_{75} \frac{l_c}{q_c} = 0{,}0217 \frac{0{,}474}{\frac{\pi}{4} \cdot 11{,}5^2} = 9{,}9 \cdot 10^{-5} \text{ ом}.$$

Омическое сопротивление двух участков короткозамыкающих колец беличьей клетки со средним диаметром $D_к = 487$ мм с двух сторон ротора

$$r_{кл} = 0{,}0217 \frac{0{,}0382}{406} = 20{,}4 \cdot 10^{-7} \text{ ом},$$

где

$$l_{кл} = 2 \frac{\pi D_к}{N_2} = 2 \frac{\pi \cdot 487}{80} = 38{,}2 \text{ мм}$$

— длина двух прилегающих участков кольца; $q_к = 12{,}5 \cdot 32{,}5 = 406$ мм² — сечение короткозамыкающих колец.

Приведенное к току в стержне сопротивление двух участков короткозамыкающих колец клетки [см. формулу (18-24)]

$$r_{кл}' = \frac{r_{кл}}{4 \sin^2 \frac{\pi p}{N_2}} = \frac{20{,}4 \cdot 10^{-7}}{4 \sin^2 \frac{\pi \cdot 3}{80}} = \frac{20{,}4 \cdot 10^{-7}}{0{,}055} = 3{,}7 \cdot 10^{-5} \text{ ом}.$$

Общее омическое сопротивление стержня с примыкающими к нему двумя участками короткозамыкающих колец

$$r_2 = r_c + r_{кл}' = (9{,}9 + 3{,}7) \cdot 10^{-5} = 13{,}6 \cdot 10^{-5} \text{ ом}.$$

Приведенное к обмотке статора омическое сопротивление стержня

$$r_2' = r_2 k = 13{,}6 \cdot 10^{-5} \cdot 5500 = 0{,}75 \text{ ом}.$$

18-5. Заторможенная асинхронная машина при нагрузке

Переведем подвижный контакт реостата в цепи заторможенного ротора на рис. 18-1 в положение *3*. В этом случае асинхронную машину можно рассматривать как трансформатор под нагрузкой. В общем случае нагрузка может носить смешанный характер.

Физические процессы здесь совершенно те же, что и в трансформаторах (см. ч. I, гл. 13), с той не имеющей существенного значения разницей, что в данном случае мы имеем вращающиеся н. с. Соответственно этому имеют тот же вид, что и в трансформаторах, уравнения равновесия э. д. с. и н. с., векторная диаграмма и схемы замещения. Мы их здесь повторим, чтобы иметь возможность в следующей главе сопоставить явления в неподвижной и вращающейся асинхронных машинах.

Уравнение э. д. с. статора повторяет уравнение э. д. с. трансформатора, а именно:

$$\dot{U}_1 = -\dot{E}_1 + \dot{I}_1 Z_1. \qquad (18\text{-}26)$$

Предполагая, что ротор приведен к статору и что в цепь ротора введено добавочное приведенное к статору сопротивление $Z'_д$, напишем уравнение э. д. с. ротора в форме уравнения (18-14), а именно:

$$\dot{I}'_2 (Z'_2 + Z'_д) = \dot{E}'_2. \qquad (18\text{-}27)$$

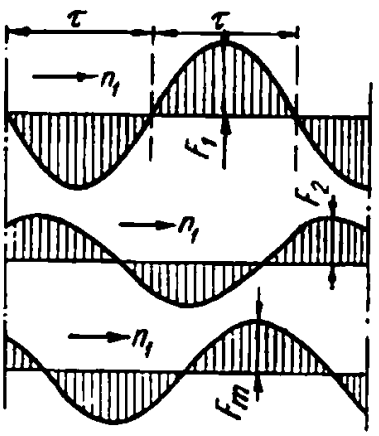


Рис. 18-8. Н. с. неподвижной асинхронной машины при нагрузке

Уравнение н. с. асинхронной заторможенной машины повторяет уравнение н. с. (18-7*б*) для трансформаторных связей первичной и вторичной систем:

$$\dot{F}_1 + \dot{F}_2 = \dot{F}_m \qquad (18\text{-}28)$$

или

$$\dot{I}_1 + \dot{I}'_2 = \dot{I}_m. \qquad (18\text{-}29)$$

Первичной системой асинхронной машины может быть как статор, так и ротор.

На рис. 18-8 показаны синусоиды н. с. F_1, F_2 и F_m, вращающиеся в одинаковом направлении и с одинаковой скоростью $n_1 = f_1 : p$; при этом синусоида F_2 сдвинута относительно синусоиды F_1 на такой угол, что сумма н. с. F_1 и F_2 дает н. с. F_m, необходимую для создания основного магнитного потока Φ_m.

Решая совместно уравнения э. д. с. и н. с. относительно тока I_1, можем получить для него то же выражение, что и для трансформатора,

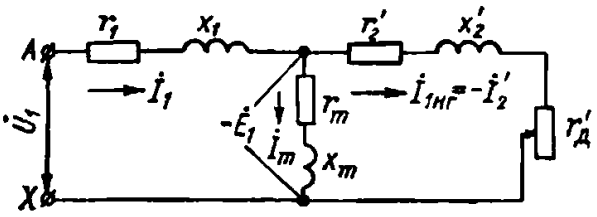


Рис. 18-9. Схема замещения неподвижной асинхронной машины

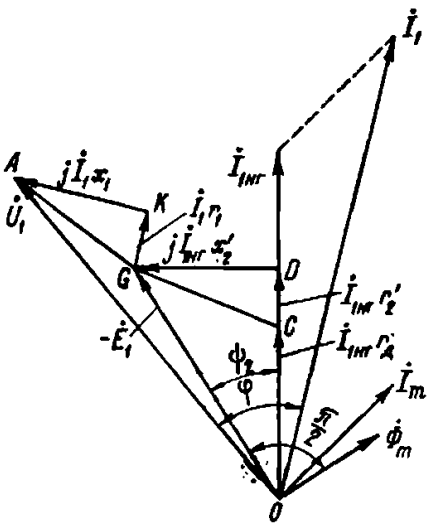


Рис. 18-10. Векторная диаграмма неподвижной асинхронной машины

и соответственно схему замещения (рис. 18-9), повторяющую собой схему замещения трансформатора в предположении, что в цепь ротора асинхронной машины введено только активное сопротивление ($Z_д = r_д$), как это обычно бывает в двигателях. Векторная диаграмма, соответствующая схеме замещения на рис. 18-9, построена на рис. 18-10. При построении мы совмещаем с положи-

тельным направлением оси ординат нагрузочную составляющую первичного тока $\dot{I}_{1нг}=-\dot{I}'_2$. В том же направлении откладываем вектор $\overline{OD}=\dot{I}_{1ш}(r'_2+r'_д)$. Вектор $\overline{DG}=j\dot{I}_{1шг}x'_2$ опережает вектор $\overline{OD}$ на 90° и, суммируясь с последним, дает вектор $\overline{OG}=-\dot{E}_1=-\dot{E}_2$; вектор потока Φ_m отстает от вектора $\overline{OG}$ на 90°; вектор тока $\dot{I}_m$ опережает вектор потока Φ_m на угол, соответствующий потерям в стали; ток $\dot{I}_1=\dot{I}_{1нг}+\dot{I}_m$; сложив с вектором $\overline{OG}$ векторы $\overline{GK}$ и $\overline{KA}$ падений напряжения в активном и индуктивном сопротивлениях статора $\dot{I}_1r_1$ и $j\dot{I}_1x_1$, получаем вектор напряжения на зажимах машины $\overline{OA}=\dot{U}_1$.

18-6. Индукционный регулятор [156]

А. **Принцип работы индукционного регулятора.** Индукционный регулятор представляет собой по существу асинхронную машину с заторможенным ротором и применяется для регулирования на-

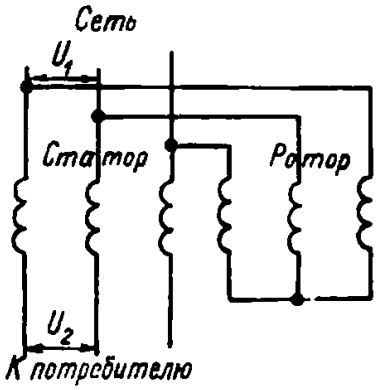


Рис. 18-11. Схемы включения индукционного регулятора

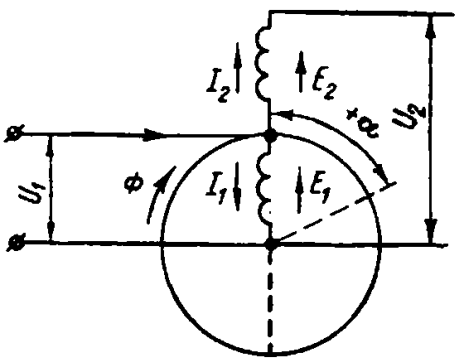


Рис. 18-12. Э. д. с. и токи индукционного регулятора

пряжения сетей. Главное значение имеют трехфазные индукционные регуляторы, тогда как однофазные встречаются значительно реже. Поэтому мы рассмотрим работу только первых.

Схема индукционного регулятора дана на рис. 18-11. Из соображений практического удобства первичной стороной служит ротор, который мы имеем возможность поворачивать при помощи какого-нибудь поворотного устройства, например червячной передачи, а вторичной — статор, являющийся неподвижным.

Принцип действия индукционного регулятора состоит в следующем. Трехфазный намагничивающий ток, подведенный к ротору, создает магнитный поток Φ_m, вращающийся со скоростью $n_1=f_1:p$ в определенном направлении, например по часовой стрелке. Предположим, что оси обмоток ротора пространственно совпадают с соответствующими осями обмоток статора (рис. 18-12). В этом случае поток Φ_m одновременно набегает на обмотки обеих частей машины и индуктирует в них э. д. с. E_1 и E_2, совпадающие по фазе

и одинаково направленные относительно обмоток. Так как все три фазы находятся в одинаковых условиях, то достаточно иметь в виду только одну из них. Мы видим, что в данных условиях э. д. с. E_2 действует согласно с напряжением. Поэтому напряжение U_2 на зажимах потребляющей сети представляет собой арифметическую сумму U_1 и E_2, т. е. (рис. 18-13)

$$U_2 = U_{max} = \overline{OA_1} = U_1 + E_2.$$

Это положение ротора мы будем считать исходным и от него вести отсчет углов.

Повернув ротор на угол $\alpha = \pm 180°$, получим

$$U_2 = U_{min} = \overline{OA_2} = U_1 - E_2.$$

Это положение индукционного регулятора можно назвать вторым основным его положением.

В общем случае можно повернуть ротор на любой угол. Будем считать углы положительными при повороте ротора по направлению вращения потока и отрицательными — при вращении его против вращения потока.

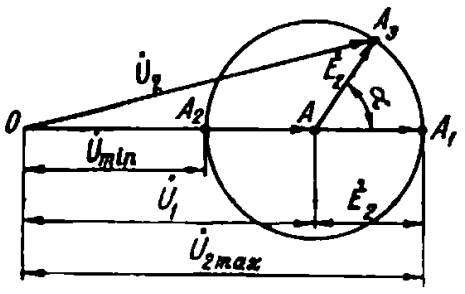


Рис. 18-13. Диаграмма э. д. с. индукционного регулятора

Повернем ротор на угол $\alpha > 0$ (рис. 18-13). Так как подводимое к ротору напряжение U_1 и частота f_1 предполагаются постоянными, то, как это следует из уравнения равновесия э. д. с., поток Φ_m не изменяется по величине. Но теперь он набегает сначала на обмотку статора, а затем на обмотку ротора. Поэтому вектор э. д. с. $E_2 = \overline{AA_1}$, не изменяясь по величине, поворачивается на угол α по направлению вращения векторов. Очевидно, что геометрическое место концов вектора э. д. с. E_2, а стало быть, и вектора напряжения U_2 при изменении угла α есть круг, описанный из точки A как из центра радиусом

$$E_2 = AA_1.$$

Результирующее напряжение индукционного регулятора

$$U_2 = U_1 + E_2.$$

Б. Токи и мощность индукционного регулятора. Для простоты рассуждений пренебрежем падениями напряжения в первичной и вторичной обмотках индукционного регулятора.

На рис. 18-12 показаны направления токов I_1 и I_2 в роторе и в статоре при $\alpha = 0$, т. е. в исходном положении регулятора. Мы видим, что токи I_1 и I_2 создают н. с. $F_1 \sim I_1 w_1$ и $F_2 \sim I_2 w_2$, направленные, как в обычном трансформаторе, встречно. Из условия равновесия н. с. имеем:

$$I_1 w_1 k_{об1} + I_2 w_2 k_{об2} = I_m w_1 k_{об1}. \qquad (18\text{-}30)$$

Пренебрегая высшими гармоническими н. с., мы можем изобразить н. с. F_1 и F_2 двумя синусоидами, вращающимися в одну и ту же сторону с одинаковой скоростью. Эти две н. с. сдвинуты относительно друг друга так, чтобы результирующая н. с. была достаточна для создания потока Φ_m (рис. 18-8).

Покажем, что и при повороте ротора на угол α взаиморасположение волн н. с. F_1 и F_2 остается таким же, как и при $\alpha=0$, т. е. что оно не зависит от угла поворота ротора.

В самом деле, на рис. 18-12 мы повернули ротор из его исходного положения на угол $\alpha>0$. Если бы при этом фаза тока I_1 не изменилась, то волна н. с. ротора F_1, следуя за осью его обмотки, тоже повернулась бы на угол α относительно волны н. с. статора F_2. Но так как поток Φ_m набегает на обмотку ротора на угол α позже, чем на обмотку статора, то вектор тока I_1 смещается по фазе на угол $-\alpha$ относительно того положения, которое он занимал при $\alpha=0°$. Таким образом, на положение н. с. F_1 действуют одновременно два фактора — во-первых, поворот оси обмотки ротора на угол α и, во-вторых, изменение фазы тока I_1 на угол $-\alpha$. В результате взаимной компенсации обоих факторов положение волны н. с. ротора F_1 относительно волны н. с. F_2 остается тем же, что и при $\alpha=0$.

Индукционный регулятор позволяет плавно регулировать напряжение под нагрузкой в достаточно широких пределах. Условия изоляции обмоток статора и ротора в пазах ограничивают применение индукционных регуляторов сетями с напряжением 6—12 *кв*, но в отдельных случаях они встречаются на напряжения до 18 *кв* и более.

Говоря о мощности индукционного регулятора, следует различать его внешнюю и внутреннюю кажущиеся мощности.

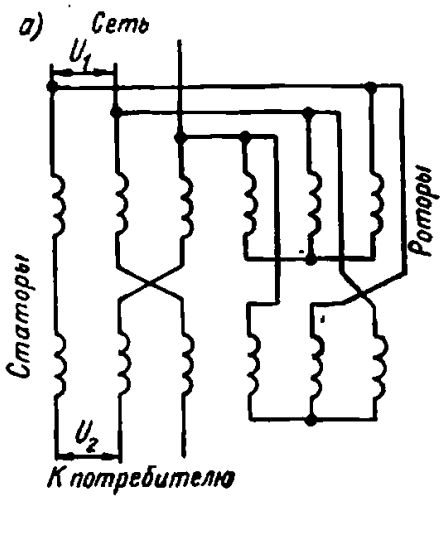
Внешней мощностью индукционного регулятора называется мощность, которую мы к нему подводим или которую от него отводим. Часть внешней мощности, трансформируемая регулятором, называется его внутренней мощностью. Ею определяются размеры регулятора. Обычно на щитке пишут обе мощности регулятора и, кроме этого, регулируемое напряжение U и пределы регулирования напряжения.

Трехфазные индукционные регуляторы для распределительных сетей выполняются с регулированием напряжения в пределах $\pm(10\div15)\%$. По сравнению с так называемыми регулировочными трансформаторами индукционный регулятор имеет больший вес, больший намагничивающий ток и бóльшие потери. Однако в последнее время удалось снизить вес индукционного регулятора примерно на 25—30%, перейдя с четырехполюсного исполнения на двухполюсное, применив лучшие марки стали и несколько увеличив электромагнитные нагрузки регулятора.

Весьма важное значение имеют условия охлаждения индукционного регулятора. Регуляторы малых мощностей и небольших напряжений выполняются с воздушным естественным или искусственным охлаждением. Регуляторы средней и большой мощности для

распределительных сетей и выпрямителей чаще всего выполняются с масляным охлаждением. Кожух таких регуляторов имеет такой же вид, как и у нормальных трансформаторов, но регулятор ставят вертикально, чтобы использовать естественное движение масла в вертикальных каналах для целей охлаждения, как и в трансформаторах.

В. Сдвоенный индукционный регулятор. Регулятор, который мы рассматривали до сих пор, называется одиночным. Напряжения U_1 и U_2 такого регулятора отличаются друг от друга как по величине, так и по фазе. Поэтому процесс регулирования невозможен при параллельной работе регулятора с обычным трансформатором. Кроме того, на валу одиночного регулятора возникают при определенных положениях ротора значительные вращающие моменты, на которые должны быть рассчитаны приспособления для привода и торможения регулятора.



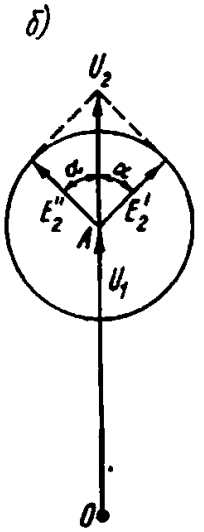


Рис. 18-14. Схема сдвоенного индукционного регулятора (*а*) и его векторная диаграмма (*б*)

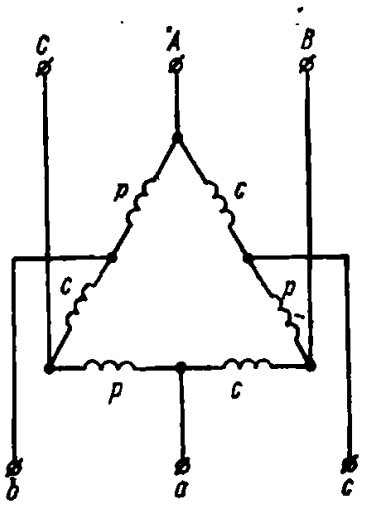


Рис. 18-15. Схема индукционного регулятора с соединением обмоток в треугольник

Чтобы устранить эти недостатки, два одиночных регулятора можно соединить в один сдвоенный индукционный регулятор по схеме рис. 18-14, *а*. Роторы закреплены на одном валу, и их обмотки включены в сеть параллельно. Порядок следования фаз обмоток ротора и статора одного из регуляторов изменяется на обратный путем переключения концов двух фаз (рис. 18-14, *а*) таким образом, что при повороте ротора одного из регуляторов по направлению вращения его поля ротор другого регулятора поворачивается против направления вращения своего поля. При повороте роторов в какую-нибудь сторону э. д. с. статоров будут сдвигаться в противоположных направлениях (рис. 18-14, *б*); если пренебречь падениями напряжения в регуляторе, то напряжение U_2 всегда совпадет по фазе с напряжением U_1. Моменты, создаваемые каждым из одиночных регуляторов, направлены в противоположные

стороны, и, следовательно, результирующий момент на валу сдвоенного регулятора равен нулю.

Г. Индукционный регулятор с соединением обмоток в общий треугольник. Пофазно последовательно соединенные обмотки статора и ротора заторможенной асинхронной машины можно соеди-

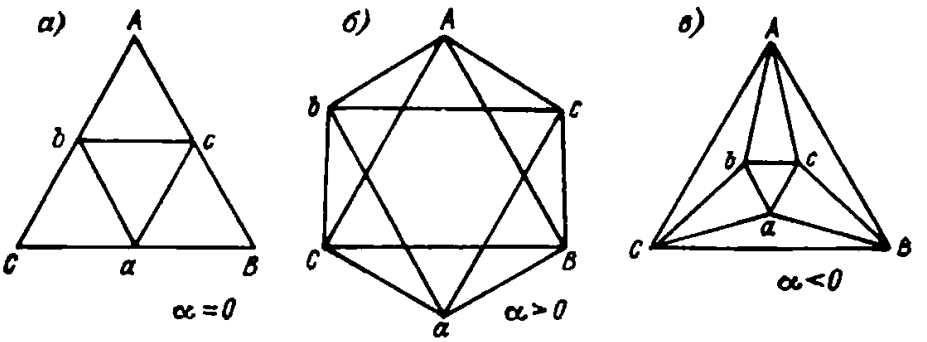


Рис. 18-16. Диаграмма напряжений индукционного регулятора с соединением обмоток в треугольник при равенстве чисел витков статора и ротора

нить в общий треугольник (рис. 18-15) и подключить вершины A, B, C треугольника к сети с U_1=const. Тогда при повороте ротора машины напряжение U_2 между зажимами a, b, c будет изменяться по величине, а в общем случае также по фазе.

Если эффективные числа витков статора и ротора равны: $w_c k_{об.\,с} = w_р k_{об.\,р}$ и если пренебречь падениями напряжения в активных сопротивлениях рассеяния обмоток, то сдвиг напряжения U_2 по отношению к U_1 будет составлять 180° или 0. На рис. 18-16 изображены диаграммы напряжений регулятора для этого случая при различных значениях угла поворота ротора регулятора α.

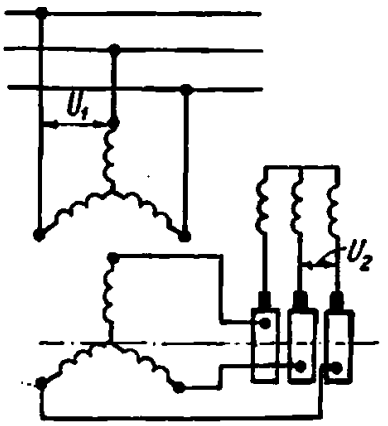


Рис. 18-17. Схема фазорегулятора

На рис. 18-16 треугольник ABC представляет собой систему неизменных линейных напряжений первичной стороны. При любых значениях угла α геометрическая сумма э. д. с. фазы статора $\dot{E}_с$ и фазы ротора $\dot{E}_р$ одного плеча треугольника должна равняться (с обратным знаком) первичному линейному напряжению этого плеча. При изменении угла α будет также изменяться равный этому углу сдвиг фаз э. д. с. $\dot{E}_с$ и $\dot{E}_р$ и величина этих э. д. с. В результате величина треугольника abc вторичных напряжений будет изменяться.

Пропорционально э. д. с. $E_с$ и $E_р$ изменяется также основной магнитный поток регулятора, в то время как в рассмотренном в п. А регуляторе поток остается практически постоянным.

Д. Фазорегулятор. Фазорегулятор представляет собой асинхронную машину с заторможенным ротором, выполненную по схеме на рис. 18-17. Поворачивая ротор относительно статора, мы плавно изменяем фазу э. д. с. ротора, не изменяя э. д. с. по величине. Фазорегулятор широко применяется в лабораторных условиях.

Глава девятнадцатая

ТРЕХФАЗНАЯ АСИНХРОННАЯ МАШИНА ПРИ ВРАЩАЮЩЕМСЯ РОТОРЕ

19-1. Основные явления, происходящие в асинхронной машине при вращении ротора

Асинхронную машину можно рассматривать как трансформатор не только при неподвижном роторе, но и при вращении последнего. В этом случае она представляет собой трансформатор обобщенного типа, т. е. такой, в котором преобразовываются не только напряжения, токи и число фаз, но частота и род энергии. В результате, написав уравнения для асинхронной машины и решив их в отношении тока, получим принципиально те же схемы замещения, что и для трансформатора. Отличаясь наглядностью и простотой, схемы замещения весьма полезны при решении ряда вопросов, в том числе и вопроса о построении круговой диаграммы. При этом мы условимся:

1) иметь в виду, так же как и раньше, только первые гармонические переменных величин — напряжений, токов и т. д., так как они охватывают и определяют основной круг процессов в асинхронной машине;

2) рассматривать процессы в роторе, вращающемся с любой скоростью, независимо от причины, приводящей ротор во вращение, с тем чтобы придать анализу возможно бо́льшую общность.

Предположим, что статор асинхронной машины включен в сеть с заданным напряжением $\dot{U}_1$ и постоянной частотой f_1. Основной поток Φ_m, вращающийся со скоростью $n_1 = f_1 : p$, создает в обмотке статора основную э. д. с. E_1. В этой же обмотке первичный поток рассеяния $\Phi_{\sigma 1}$ индуктирует э. д. с. рассеяния $\dot{E}_{\sigma 1} = -j\dot{I}_1 x_2$. Если, кроме того, учесть активное сопротивление обмотки статора r_1, то можно видеть, что в статоре асинхронной машины при вращении ротора имеются те же э. д. с., что и в машине с заторможенным ротором; соответственно этому уравнение напряжений пишется в обоих случаях одинаково (см. выше § 18-5), а именно:

$$\dot{U}_1 = -\dot{E}_1 + \dot{I}_1 Z_1. \qquad (19\text{-}1)$$

По условию ротор может вращаться в том же направлении, что и поле, и в обратном. В первом случае будем считать скорость вращения ротора n положительной, во втором — отрицательной.

Рассмотрим процессы, происходящие в роторе, считая, что цепь ротора пока разомкнута, для чего переведем подвижный контакт реостата на рис. 18-1 в положение *1*.

А. Частота э. д. с., индуктируемой в обмотке ротора. При вращении ротора со скоростью n в магнитном поле, вращающемся со скоростью n_1, все происходит так, как если бы ротор был неподвижен, а поток Φ_m вращался относительно него со скоростью

$$n_2 = n_1 - n.$$

Следовательно, частота э. д. с., индуктируемой в обмотке ротора,

$$f_2 = pn_2 = p(n_1 - n) = n_1 p \frac{n_1 - n}{n_1} = f_1 s, \qquad (19\text{-}2)$$

где f_1 — частота питающей сети и s — скольжение [см. формулу (1-3)]. Мы видим, что при заданной частоте э. д. с. в роторе изменяется прямо пропорционально скольжению. Для краткости частоту f_2 называют частотой скольжения.

Соответственно пределам изменения скольжения от $s=-\infty$ при работе в режиме генератора до $s=+\infty$ при работе в режиме электромагнитного тормоза ($n<0$) частота f_2 также изменяется от $f_2=-\infty$ до $f_2=+\infty$. Знаки «плюс» и «минус» при частоте f_2 имеют условное значение, определяя изменение знака индуктируемой э. д. с. при переходе от одного режима работы к другому.

Б. Э. д. с. ротора. Согласно общему выражению [см. формулу (2-37)] для э. д. с. ротора имеем:

$$E_{2s} = 4{,}44 f_2 w_2 k_{об2} \Phi_m = 4{,}44 f_1 s w_2 k_{об2} \Phi_m = E_2 s, \qquad (19\text{-}3)$$

или если обмотка ротора приведена к обмотке статора, то

$$E'_{2s} = E'_2 s, \qquad (19\text{-}4)$$

т. е. при заданном основном потоке Φ_m э. д. с., индуктируемая в роторе при его вращении, равна э. д. с. E_2 при неподвижном роторе, умноженной на скольжение. Если, например, при $n=0$ и разомкнутом роторе мы имеем на кольцах $U_2=E_2=600$ *в*, то, постепенно увеличивая скорость вращения ротора в направлении поля от $n=0$ до $n=n_1$, получим линейное изменение E_{2s} от 600 *в* до 0; при $n>n_1$ э. д. с. E_{2s} начнет возрастать, имея отрицательное значение, т. е. изменив свою фазу относительно первоначальной на 180°.

В. Сопротивление обмотки ротора. Предположим, что ротор замкнут на некоторое добавочное сопротивление, для чего переведем подвижный контакт реостата, включенного в цепь ротора, из положения *1* в положение *3* (рис. 18-1). Условимся считать это сопротивление активным, так как это ближе всего соответствует эксплуатационным условиям работы асинхронной машины с контактными кольцами. Тогда активное сопротивление цепи ротора будет $R_2=r_2+r_д$, где r_2 — активное сопротивление собственно обмотки ротора и $r_д$ — добавочное сопротивление, включенное в цепь ротора через контактные кольца.

Если не принимать во внимание явления вытеснения тока в проводниках обмотки ротора и изменения активного сопротивления обмотки в связи с изменением ее температуры, то можно считать, что

$$R_2 = r_2 + r_д = \text{const}$$

или при приведении этих сопротивлений к обмотке статора

$$R_2' = r_2' + r_д' = \text{const}.$$

Индуктивное сопротивление рассеяния неподвижного ротора $x_2 = 2\pi f_1 L_{\sigma 2}$, где $L_{\sigma 2}$ — индуктивность, определяемая вторичным потоком рассеяния. Так как потоки рассеяния проходят главным образом по воздуху, то $L_{\sigma 2} \approx \text{const}$. Следовательно, индуктивное сопротивление ротора при вращении

$$x_{2s} = 2\pi f_2 L_{\sigma 2} = 2\pi f_1 s L_{\sigma 2} = x_2 s \tag{19-5}$$

или при приведении к обмотке статора

$$x_{2s}' = x_2' s, \tag{19-6}$$

т. е. индуктивное сопротивление обмотки ротора при его вращении равно индуктивному сопротивлению неподвижного ротора, умноженному на скольжение.

19-2. Уравнение э. д. с. ротора и ток ротора

Если цепь ротора замкнута, то по ней протекает ток I_2, создающий поток рассеяния $\Phi_{\sigma 2}$ (рис. 19-1, *а*) и встречающий сопротивление r_2. Соответственно этому в обмотке ротора существуют

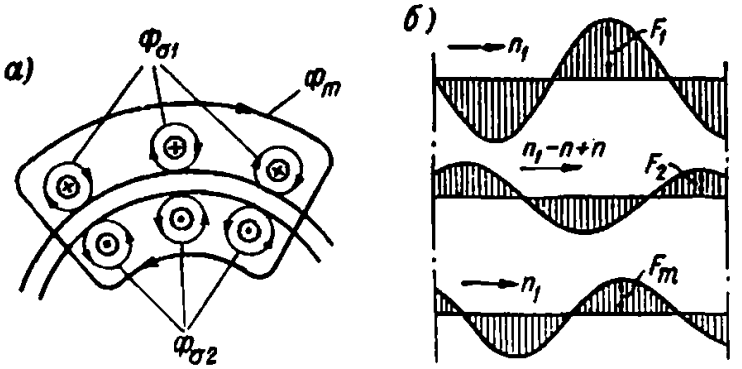


Рис. 19-1. Потоки и н. с. асинхронной машины при вращающемся роторе

э. д. с. $\dot{E}_{2s} = \dot{E}_2 s$, создаваемая основным потоком Φ_m, и э. д. с. рассеяния $\dot{E}_{\sigma 2} = -j\dot{I}_2 x_{2s} = -j\dot{I}_2 x_2 s$. Тогда по второму закону Кирхгофа имеем:

$$\dot{E}_{2s} + \dot{E}_{\sigma 2} = \dot{E}_2 s - j\dot{I}_2 x_2 s = \dot{I}_2 r_2$$

или

$$E_2 s = \dot{I}_2 Z_{2s}, \tag{19-7}$$

где $Z_{2s} = r_2 + jx_2 s$ — полное сопротивление реального ротора.

Следовательно,

$$\dot{I}_2 = \frac{\dot{E}_{2s}}{Z_{2s}} = \frac{\dot{E}_2 s}{r_2 + jx_2 s} \tag{19-8}$$

и

$$I_2 = \frac{E_2 s}{\sqrt{r_2^2 + x_2^2 s^2}}. \tag{19-9}$$

Если обмотка ротора приведена к обмотке статора, то

$$\dot{E}'_{2s} = \dot{I}'_2 Z'_{2s}, \tag{19-10}$$

где $Z'_{2s} = r'_2 + jx'_2 s$ — полное сопротивление приведенного ротора. Отсюда

$$\dot{I}'_2 = \frac{\dot{E}'_2 s}{r'_2 + jx'_2 s} \tag{19-11}$$

и

$$I'_2 = \frac{E'_2 s}{\sqrt{r'^2_2 + x'^2_2 s^2}}. \tag{19-12}$$

19-3. Скорость вращения н. с. ротора

Протекая по обмотке ротора, ток I_2 создает н. с. F_2, вращающуюся относительно ротора со скоростью n_2, соответствующей частоте тока в роторе f_2. Кроме того, сам ротор вращается со скоростью n. Следовательно, н. с. F_2 ротора вращается относительно какой-нибудь неподвижной точки в пространстве, а стало быть, и относительно статора со скоростью $n_2 + n$. Но

$$n_2 = \frac{f_2}{p} = \frac{f_1 s}{p} = n_1 s = n_1 \frac{n_1 - n}{n_1} = n_1 - n.$$

Таким образом,

$$n_2 + n = n_1 - n + n = n_1,$$

т. е. н. с. ротора вращается в пространстве всегда (т. е. независимо от режима работы) с той же скоростью и в том же направлении, что и н. с. статора. Здесь мы напомним еще раз, что, говоря о н. с. асинхронной машины, мы условились иметь в виду только их первые гармонические.

19-4. Уравнение н. с. и векторные диаграммы потоков асинхронной машины

А. Уравнение н. с. Так как в асинхронной машине н. с. статора и ротора F_1 и F_2 вращаются в пространстве с одинаковой скоростью и в одинаковом направлении, то можно себе представить, что они неподвижны относительно друг друга и, следовательно, создают общую вращающуюся синусоидальную волну н. с. F_m. При

этом синусоида н. с. F_2 должна быть сдвинута в пространстве относительно синусоиды н. с. F_1 на такой угол, чтобы результирующая н. с. F_m была достаточна для создания необходимого по условиям равновесия э. д. с. основного магнитного потока Φ_m.

Таким образом,

$$\dot{F}_1+\dot{F}_2=\dot{F}_m. \qquad (19\text{-}12а)$$

Подставив сюда значения н. с. по формуле (4-36), получим:

$$m_1w_1k_{об1}\dot{I}_1+m_2w_2k_{об2}\dot{I}'_2=m_1w_1k_{об1}\dot{I}_m \qquad (19\text{-}12б)$$

или

$$\dot{I}_1+\frac{m_2w_2k_{об2}}{m_1w_1k_{об1}}\dot{I}_2=\dot{I}_1+\frac{1}{k_i}\dot{I}_2=\dot{I}_1+\dot{I}'_2=\dot{I}_m. \qquad (19\text{-}12в)$$

Мы видим, что уравнения н. с. асинхронной машины при вращении ротора повторяют собой уравнения н. с. (18-7а) и (18-7б) асинхронной машины при $n=0$. Соответственно этому и картина н. с. на рис. 19-1, *б* повторяет картину н. с. на рис. 18-8 с той лишь разницей, что скорость вращения в пространстве n_1 н. с. F_2 на рис. 19-1, *б* слагается из скорости $n_2=n_1-n$ н. с. F_2 относительно ротора и скорости самого ротора n.

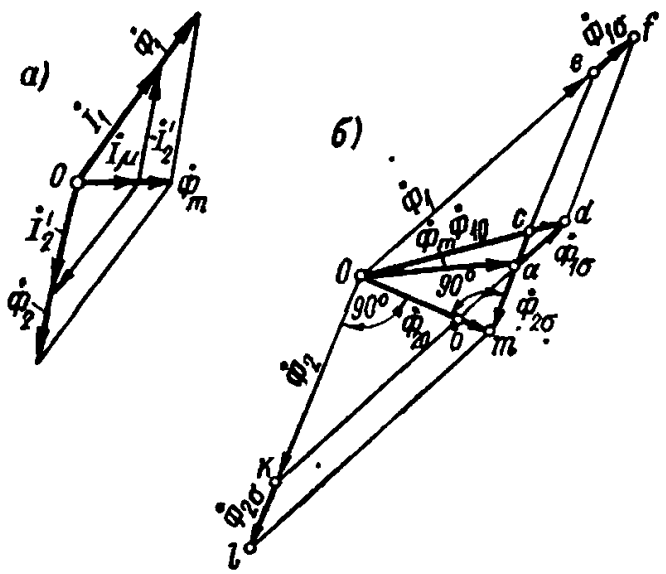


Рис. 19-2. Векторные диаграммы токов и потоков асинхронной машины как частного случая трансформатора

Сделанный вывод справедлив при любом режиме работы асинхронной машины. До тех пор пока она работает двигателем, скорость n_2 имеет положительное значение, т. е. н. с. ротора вращается в ту же сторону, что и ротор. При работе машины генератором скорость n_2 имеет отрицательное значение, т. е. н. с. ротора вращается в сторону, обратную вращению ротора. То же направление вращения н. с. по отношению к ротору имеет место при работе машины электромагнитным тормозом.

Б. Векторные диаграммы асинхронной машины как частного случая трансформатора. Поток взаимоиндукции Φ определяется величиной намагничивающего тока $\dot{I}_m$, равного геометрической сумме тока $\dot{I}_1$ и приведенного тока $\dot{I}'_2$. Пренебрегая потерями в стали, можно принять, что поток $\Phi=\Phi_m$ совпадает по фазе с током $\dot{I}_m$. Введем в рассмотрение фиктивные потоки Φ_1 и Φ_2, сов-

падающие по фазе с токами $\dot{I}_1$ и $\dot{I}_2$ и пропорциональные этим токам, таким образом, что

$$\frac{\dot{\Phi}_m}{\dot{I}_m}=\frac{\dot{\Phi}_1}{\dot{I}_1}=\frac{\dot{\Phi}_2}{\dot{I}_2}.$$

В этом случае можно считать, что поток $\dot{\Phi}_m$ равен геометрической сумме потоков $\dot{\Phi}_1$ и $\dot{\Phi}_2$:

$$\dot{\Phi}_m=\dot{\Phi}_1+\dot{\Phi}_2.$$

Векторная диаграмма токов и потоков будет иметь вид рис. 19-2, *а*.

Из векторной диаграммы токов следует, что $\dot{I}'_2$ представляет собой ту составляющую первичного тока, которая компенсирует магнитное действие вторичной цепи на первичную.

Так как поток равен н. с., деленной на магнитное сопротивление, то для всех вышеприведенных потоков могут быть написаны следующие соотношения:

$$\dot{\Phi}_m=\frac{\dot{F}_m}{R_m}=\frac{w_1\dot{I}_m}{R_m};\quad \dot{\Phi}_1=\frac{\dot{F}_1}{R_m}=\frac{w_1\dot{I}_1}{R_m};\quad \dot{\Phi}_2=\frac{\dot{F}_2}{R_m}=\frac{w_2\dot{I}_2}{R_m},$$

где R_m — магнитное сопротивление главной цепи по контуру взаимоиндукции.

Составим теперь векторную диаграмму потоков асинхронной машины, введя в нее потоки рассеяния $\dot{\Phi}_{1\sigma}$ и $\dot{\Phi}_{2\sigma}$.

Первичный поток рассеяния

$$\dot{\Phi}_{1\sigma}=\frac{w_1\dot{I}_1}{R_{1\sigma}}, \qquad (19\text{-}13а)$$

а вторичный

$$\dot{\Phi}_{2\sigma}=\frac{w_2\dot{I}_2}{R_{2\sigma}}, \qquad (19\text{-}13б)$$

где $R_{1\sigma}$ и $R_{2\sigma}$ — магнитные сопротивления первичной и вторичной цепей по контурам их рассеяния. Так как $\dot{\Phi}_1$ и $\dot{\Phi}_2$ совпадают по фазе с $\dot{I}_1$, то, следовательно, они совпадают по фазе друг с другом и поэтому могут быть сложены алгебраически. Соответственно $\dot{\Phi}_2$ и $\dot{\Phi}_{2\sigma}$ совпадают по фазе с $\dot{I}'_2$ и также могут быть сложены алгебраически.

Сложив геометрически суммарный поток $(\dot{\Phi}_1+\dot{\Phi}_{1\sigma})$ с потоком $\dot{\Phi}_2$, получим результирующий поток $\dot{\Phi}_{10}$, а сложив геометрически суммарный поток $(\dot{\Phi}_1+\dot{\Phi}_{2\sigma})$ с потоком $\dot{\Phi}_1$, получим результирующий поток $\dot{\Phi}_{20}$. Векторная диаграмма всех вышеперечисленных потоков представлена на рис. 19-2,*б*. Из этой векторной диаграммы следует, что

$$\dot{\Phi}_{10}=\dot{\Phi}_m+\dot{\Phi}_{1\sigma};\quad \dot{\Phi}_{20}=\dot{\Phi}_m+\dot{\Phi}_{2\sigma}.$$

Векторная диаграмма рис. 19-2, *б* дает возможность отделить реально существующие потоки в асинхронной машине от фиктивных потоков, необходимых для общности построения диаграммы. Сопоставляя картину потоков на рис. 19-2, *а* с векторной диаграммой на рис. 19-2, *б*, можно легко произвести следующее разделение потоков.

Поток взаимоиндукции Φ_m существует в воздушном зазоре между статором и ротором. Поток рассеяния $\Phi_{1\sigma}$ существует по путям утечки первичной цепи, а поток рассеяния $\Phi_{2\sigma}$ — по путям утечки вторичной цепи. Поток $\dot{\Phi}_{10}$ представляет собой суммарный поток, пронизывающий первичную обмотку машины, а Φ_{20} — суммарный поток, пронизывающий вторичную обмотку машины. Остальные потоки $\dot{\Phi}_1$ и $\dot{\Phi}_2$ являются фиктивными. Поток $\dot{\Phi}_1$ представляет собой тот поток взаимоиндукции, который существовал бы, если бы ток первичной цепи был равен току $\dot{I}_1$, а вторичная цепь была бы разомкнута. При этом магнитное сопротивление взаимоиндукции R_m должно остаться таким же, как и при результирующем намагничивающем токе $\dot{I}_m$; равным образом $\dot{\Phi}_2$ соответствует току $\dot{I}_2$ при токе $\dot{I}_1=0$ и магнитном сопротивлении R_m, оставшемся неизменным. На диаграмме рис. 19-2, *б* действительно существующие потоки выделены жирными линиями, а фиктивные — тонкими.

Введение понятий фиктивных потоков $\dot{\Phi}_1$ и $\dot{\Phi}_2$ дает возможность не только выполнить построение полной векторной диаграммы потоков (рис. 19-2, *б*), но и ввести понятие коэффициентов рассеяния, играющих существенную роль при изучении процессов работы асинхронной машины. Первичный коэффициент рассеяния τ_1 равен отношению $\dot{\Phi}_{1\sigma}$ к потоку $\dot{\Phi}_1$, который образовался бы при том же токе $\dot{I}_1$, но при магнитном сопротивлении контура взаимоиндукции R_m, соответствующем нормальному намагничивающему току $\dot{I}_m$. Соответственно вторичный коэффициент рассеяния τ_2 равен отношению $\dot{\Phi}_{2\sigma}$ к $\dot{\Phi}_2$.

Таким образом,

$$\tau_1=\frac{\dot{\Phi}_{1\sigma}}{\dot{\Phi}_1}=\frac{R_m}{R_{1\sigma}}=\frac{\lambda_{1\sigma}}{\lambda_m}=\frac{x_1}{x_m}$$

и

$$\tau_2=\frac{\dot{\Phi}_{2\sigma}}{\dot{\Phi}_2}=\frac{R_m}{R_{2\sigma}}=\frac{\lambda_{2\sigma}}{\lambda_m}=\frac{x_2'}{x_m},$$

так как $x_1\sim\lambda_{1\sigma}$; $x_2\sim\lambda_{2\sigma}$ и $x_m\sim\lambda_m$, где $\lambda_{1\sigma}$, $\lambda_{2\sigma}$ и λ_m — магнитные проводимости путей рассеяния и главной цепи.

Полный коэффициент рассеяния τ, понятие о котором введено Гейландом, равен [153]

$$\tau=\tau_1+\tau_2+\tau_1\tau_2.$$

19-5. Схемы замещения асинхронной машины

В ряде случаев удобнее иметь дело не с действительной асинхронной машиной, представляющей собой систему двух (или в общем случае нескольких) электромагнитно связанных контуров, а с эквивалентной ей электрической системой, создав для этой цели соответствующую схему замещения, аналогичную схеме замещения трансформатора.

А. Действительная, физически существующая схема замещения первичной и вторичной цепей. Физическая схема потоков асинхронной машины при вращении ротора (рис. 19-1), аналогичная схеме потоков при коротком замыкании (рис. 18-3), дает возможность представить ее в виде схемы замещения (рис. 19-3). Пер-

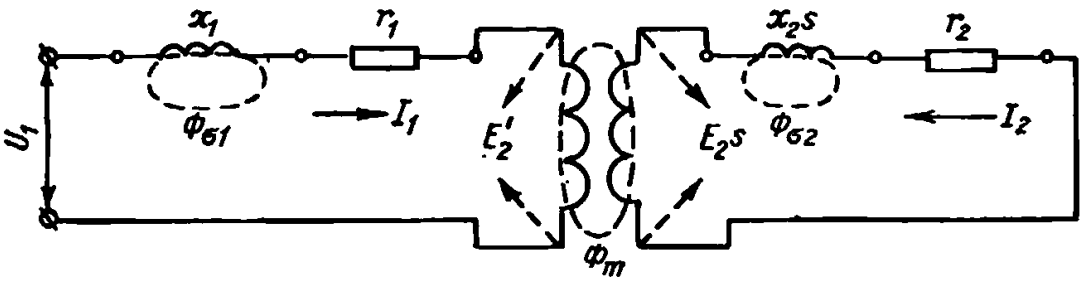


Рис. 19-3. Физическая схема связи первичной и вторичной цепей

вичная и вторичная цепи машины соединены трансформаторной связью с помощью потока взаимоиндукции Φ_m, индуктирующего во вторичной цепи при вращении ротора э. д. с. $E_{2s}=E_2s$. Эта э. д. с. создает во вторичной цепи ток, определяемый выражением (19-8).

Б. Физическая схема замещения, приведенная к неподвижному ротору. Выражение для тока I_2 (19-8) может быть преобразовано так:

$$\dot{I}_2=\frac{\dot{E}_2s}{r_2+jx_2s}=\frac{\dot{E}_2}{\frac{r_2}{s}+jx_2}. \qquad (19\text{-}14)$$

Новое выражение для $\dot{I}_2$ имеет новый физический смысл, который может быть сформулирован следующим образом. Во вторичной цепи теперь вместо э. д. с. при вращении ротора $\dot{E}_2s$ с частотой f_1s будет существовать э. д. с. при неподвижном роторе $\dot{E}_2$ с частотой f_1. Соответственно вместо индуктивного сопротивления при вращении ротора x_2s во вторичной цепи действует индуктивное сопротивление при неподвижном роторе x_2. Для того чтобы при неподвижном роторе через вторичную цепь протекал тот же по величине и по фазе относительно E_2 ток I_2, необходимо вместо r_2, действующего при вращении двигателя, ввести новое сопротивление, равное

$$\frac{r_2}{s}=r_2+r_2\frac{1-s}{s}.$$

Таким образом, если при неподвижном роторе желательно иметь в нем тот же ток, нужно ввести во вторичную цепь добавочное активное сопротивление, равное

$$r_2 \frac{1-s}{s}.$$

В обоих случаях сдвиг по фазе тока от вызвавшей его э. д. с. будет один и тот же. Действительно, в первом случае

$$\operatorname{tg} \psi_2 = \frac{x_2 s}{r_2},$$

а во втором

$$\operatorname{tg} \psi_2 = \frac{x_2}{r_2/s} = \frac{x_2 s}{r_2}.$$

Очевидно, в этом случае и ток статора I_1 остается прежним и по величине и по фазе, а следовательно, не изменится потребляемая из сети или отдаваемая в сеть мощность. Так как электрические потери в обмотках в первичной и вторичной цепях останутся прежними, то мощность, развиваемая двигателем на валу при его вращении, будет равна мощности, потребляемой в добавочном сопротивлении $r_2 \frac{1-s}{s}$. Указанное положение дает право анализировать вместо вращающегося двигателя неподвижный с указанным добавочным активным сопротивлением, причем потребляемая в нем мощность равна механической мощности, развиваемой на роторе при его вращении.

При работе асинхронной машины в режиме генератора ($-\infty < s < 0$) и электромагнитного тормоза ($1 < s < \infty$) величина добавочного сопротивления $r_2 \frac{1-s}{s}$ становится отрицательной. Физически это соответствует тому факту, что в указанных режимах машина потребляет с вала механическую мощность

$$P = m_2 I_2^2 r_2 \frac{1-s}{s},$$

причем по сравнению с двигательным режимом работы направление движения энергии является противоположным, вследствие чего и мощность P следует считать отрицательной. Таким образом, можно представить себе, что в указанных режимах в цепь ротора схемы замещения включен генератор переменного тока частотой f_1, развивающий мощность на одну фазу

$$I_2'^2 r_2' \frac{1-s}{s} = I_2^2 r_2 \frac{1-s}{s}.$$

Схема замещения рис. 19-3 может быть заменена схемой замещения рис. 19-4 для статического трансформатора с добавочным сопротивлением $r_2 \frac{1-s}{s}$. Это позволяет изучать указанную схему (рис. 19-4) вместо схемы машины с вращающимся ротором

(рис. 19-3) и переносить все выводы при изучении второй схемы на первую.

В. Схема замещения асинхронной машины как трансформатора. Для превращения схемы замещения рис. 19-4 в схему замещения трансформатора необходимо привести вторичную цепь к первичной таким же образом, как это было сделано в § 18-3. При этом приведенные величины, обозначаемые со штрихами, выражаются согласно § 18-3 через неприведенные следующим образом:

$$E'_2 = k_e E_2; \qquad I'_2 = \frac{I_2}{k_i};$$

$$x'_2 = k_e k_i x_2 = k x_2; \quad r'_2 = k_e k_i r_2 = k r_2.$$

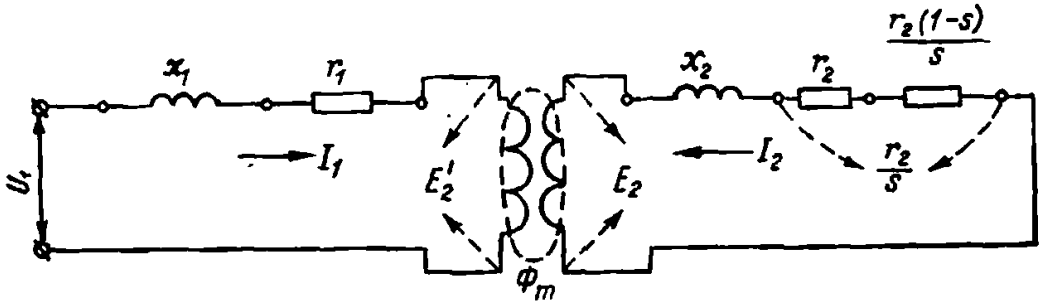


Рис. 19-4. Физическая схема замещения, приведенная к неподвижному ротору

Приведенное к первичной цепи значение вторичного тока I'_2 определяется через приведенное значение э. д. с. E'_2, и приведенные значения сопротивлений вторичной цепи таким образом:

$$I'_2 = \frac{\dot{E}'_2}{\frac{r'_2}{s} + jx'_2} = \frac{\dot{E}'_2}{Z'_2}, \tag{19-15}$$

где

$$Z'_2 = \frac{r'_2}{s} + jx'_2. \tag{19-16}$$

Сдвиг по фазе приведенного вторичного тока I'_2 от приведенной вторичной э. д. с. $\dot{E}'_2$ равен сдвигу тока I_2 от э. д. с. $\dot{E}_2$, как это следует из изложенного в § 19-5, п. Б.

Изобразим теперь полную схему замещения асинхронной машины. Поскольку на зажимах намагничивающего контура получается со стороны первичной и вторичной цепей одно и то же напряжение, равное $E_1 = E'_2$, общие эквивалентные точки обеих цепей схемы рис. 19-4 могут быть совмещены, и тогда получится схема замещения, представленная на рис. 19-5. При этом в схеме рис. 19-5 в намагничивающей цепи фигурирует индуктивное сопротивление взаимоиндукции приведенной вторичной и первичной цепей x_m, равное сопротивлению самоиндукции фазы статора от основной гармонической потока в воздушном зазоре [см. § 5-1, равенство (5-5)], а r_m учитывает потери в стали.

Ток намагничивающей цепи схемы рис. 19-5 равен геометрической сумме токов $\dot{I}_1$ и $\dot{I}'_2$:

$$\dot{I}_m = \dot{I}_1 + \dot{I}'_2, \tag{19-17}$$

и поэтому

$$\dot{E}_1 = \dot{E}'_2 = \dot{I}_m (r_m + jx_m) = \dot{I}_m Z_m. \tag{19-18}$$

Так как сопротивления в схеме рис. 19-5 располагаются в виде буквы Т, то эта схема замещения называется Т-образной.

Г. Схема замещения асинхронной машины с вынесением на зажимы сети намагничивающего контура. В отличие от трансформатора, являющегося лишь преобразователем электрической энергии одного напряжения в электрическую энергию другого напряжения, асинхронный двигатель является приемником, превращающим электрическую энергию в механическую. При уменьшении

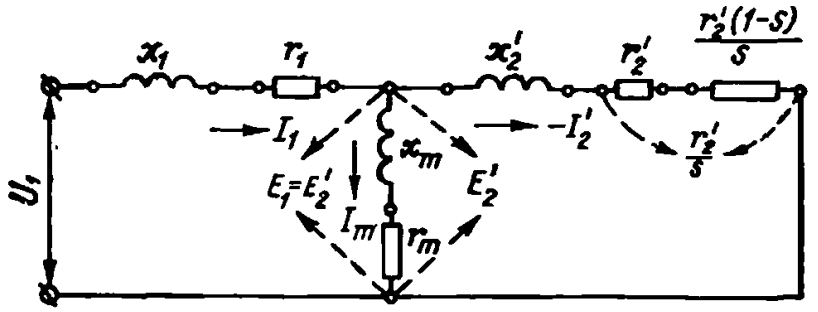


Рис. 19-5. Схема замещения асинхронной машины как трансформатора

нагрузки напряжение на зажимах обычно остается постоянным, а поток взаимоиндукции и соответствующая ему э. д. с. $E_1 = E'_2$ на зажимах намагничивающего контура схемы рис. 19-5 при изменении нагрузки под влиянием падения напряжения $\dot{I}_1 Z_1$ в первичной цепи изменяются.

Г-образная схема замещения при изучении процессов, происходящих в асинхронной машине, имеет существенные преимущества перед Т-образной схемой замещения, применяемой при изучении процессов в трансформаторах [197, 212].

В трансформаторах намагничивающий контур представляет собой звено, находящееся между первичной и вторичной сторонами, и дает возможность изучать явления при изменении направления потока энергии.

В отличие от трансформатора асинхронный двигатель, являясь приемником энергии, должен рассматриваться при неизменном напряжении на зажимах, т. е. при $U_1 = \text{const}$. В этом случае при Т-образной схеме замещения происходит изменение токов не только в главной цепи, но и в ответвленной цепи намагничивания, и поэтому все токи I_1, I_2 и I_m зависят от режима работы, т. е. изменяются при изменении скольжения и соответственно скорости вращения. При Г-образной схеме ток I_{00} в ответвленном контуре при $U_1 = \text{const}$ и изменении скольжения s остается постоянным, а изменяется лишь ток в главной цепи.

Генераторный и тормозной режимы в асинхронной машине изучаются также при постоянном напряжении на зажимах $U_1=\text{const}$, поэтому и для этих режимов работы Г-образная схема имеет те же преимущества, что и для двигательного режима.

Найдем ток главной цепи $-\dot{I}''_2$ преобразованной схемы (рис. 19-6) как геометрическую разность тока главной цепи I_1 и тока идеального холостого хода I_{00} при $s=0$ Т-образной схемы трансформатора.

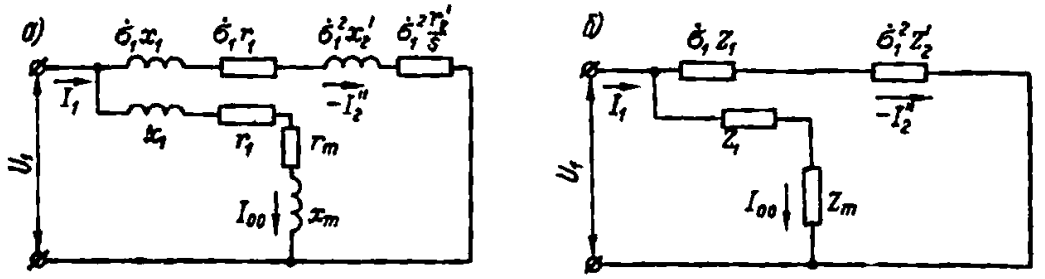


Рис. 19-6. Точные схемы замещения с вынесенным на первичные зажимы сети намагничивающим контуром

Согласно рис. 19-5 имеем:

$$\dot{I}_1=\frac{\dot{U}_1}{Z_1+\dfrac{Z'_2Z_m}{Z'_2+Z_m}}=\frac{Z'_2+Z_m}{Z_1Z'_2+Z_1Z_m+Z'_2Z_m}\dot{U}_1, \tag{19-19}$$

и ток намагничивающей цепи при $s=0$

$$\dot{I}_{00}=\frac{\dot{U}_1}{Z_1+Z_m}=\frac{\dot{U}_1}{Z_m\left(1+\dfrac{Z_1}{Z_m}\right)}=\frac{\dot{U}_1}{Z_m\dot{\sigma}_1}=\frac{\dot{U}_1}{Z'_m}, \tag{19-20}$$

где

$$\dot{\sigma}_1=1+\frac{Z_1}{Z_m} \tag{19-21}$$

и

$$Z'_m=\dot{\sigma}_1Z_m=Z_1+Z_m. \tag{19-22}$$

Ток главной цепи преобразованной схемы

$$-\dot{I}''_2=\dot{I}_1-\dot{I}_{00}=\dot{U}_1\left(\frac{Z'_2+Z_m}{Z_1Z'_2+Z_1Z_m+Z'_2Z_m}-\frac{1}{Z_1+Z_m}\right)=$$

$$=\frac{\dot{U}_1Z_m^2}{(Z_1+Z_m)\left(Z_1Z'_2+Z_1Z_m+Z'_2Z_m\right)}=\frac{\dot{U}_1}{Z_1\left(1+\dfrac{Z_1}{Z_m}\right)+Z'_2\left(1+\dfrac{Z_1}{Z_m}\right)^2}=$$

$$=\frac{\dot{U}_1}{Z_1\dot{\sigma}_1+Z'_2\dot{\sigma}_1^2}=\frac{\dot{U}_1}{Z'_1+Z''_2}, \tag{19-23}$$

где

$$\dot{Z}_1'' = \dot{Z}_1\dot{\sigma}_1; \quad \dot{Z}_2'' = \dot{Z}_2'\dot{\sigma}_1^2. \tag{19-24}$$

Полученным соотношениям соответствует Г-образная схема замещения рис. 19-6.

Ток главной цепи схемы замещения (рис. 19-5)

$$-\dot{I}_2' = \frac{\dot{U}_1 - \dot{I}_1\dot{Z}_1}{\dot{Z}_2'} = \frac{\dot{U}_1}{\dot{Z}_2'}\left[1 - \frac{(\dot{Z}_2' + \dot{Z}_m)\dot{Z}_1}{\dot{Z}_1\dot{Z}_2' + \dot{Z}_1\dot{Z}_m + \dot{Z}_2'\dot{Z}_m}\right] =$$

$$= \frac{\dot{U}_1}{\dot{Z}_1 + \dot{Z}_2'\left(1 + \frac{\dot{Z}_1}{\dot{Z}_m}\right)} = \frac{\dot{U}_1}{\dot{Z}_1 + \dot{Z}_2'\dot{\sigma}_1} = \frac{\dot{U}_1\dot{\sigma}_1}{\dot{Z}_1'' + \dot{Z}_2''}. \tag{19-25}$$

Следовательно, отношение токов главных цепей Т-образной и Г-образной схем будет

$$\frac{\dot{I}_2'}{\dot{I}_2''} = 1 + \frac{\dot{Z}_1}{\dot{Z}_m} = \dot{\sigma}_1. \tag{19-26}$$

Эквивалентное вторичное сопротивление главной цепи Г-образной схемы замещения при синхронном холостом ходе, соответствующее скольжению $s=0$, будет $\dot{Z}'_2\sigma^2_1=\infty$, вследствие чего ток главной цепи $\dot{I}_2''=0$ и соответственно первичный ток $\dot{I}_1=\dot{I}_{00}$. Следовательно, ток холостого хода преобразованной схемы равен току холостого хода основной Т-образной схемы при $s=0$.

Поправочный коэффициент σ_1 изменяет основные параметры главной и намагничивающей цепей и токи по величине и фазовым углам, но он не зависит от скольжения. Поскольку $r_m \ll x_m$, поправочный коэффициент σ_1 можно представить в виде

$$\dot{\sigma}_1 = 1 + \frac{\dot{Z}_1}{\dot{Z}_m} \approx \left(1 + \frac{x_1}{x_m}\right) - j\frac{r_1}{x_m} = \sigma_1 - j\frac{r_1}{x_m}, \tag{19-27}$$

где

$$\sigma_1 = 1 + \frac{x_1}{x_m} = 1 + \frac{\Phi_{\sigma 1}}{\Phi_m} = 1 + \tau_1 \tag{19-28}$$

представляет собой полный коэффициент рассеяния первичной, а $\tau_1 = \Phi_{\sigma 1}/\Phi_m$ — коэффициент рассеяния первичной цепи.

Рассмотренное преобразование основной Т-образной схемы в Г-образную справедливо при любых значениях s в пределах $-\infty \leqslant s \leqslant +\infty$.

Так как ток $\dot{I}_{00}$ при $U_1=\text{const}$ является неизменным, то определение тока $\dot{I}_1$ для различных значений s и соответственно различных величин — $\dot{I}''_2$ по Г-образной схеме не представляет затруднений.

Так как обычно отношение r_1/x_m весьма невелико, то можно, пренебрегая мнимой частью σ_1, учитывать в большинстве случаев лишь его вещественную часть, равную

$$\sigma_1 = 1 + \frac{x_1}{x_m}.$$

В реальных машинах $\sigma_1 = 1{,}04 \div 1{,}08$.

Д. Уточненная Г-образная схема замещения асинхронной машины. Для расчета величин токов, мощностей и тому подобных номинальных данных асинхронных машин достаточно точные результаты дает уточненная Г-образная схема замещения (рис. 19-7), получаемая из точной Г-образной схемы (рис. 19-6), если принять

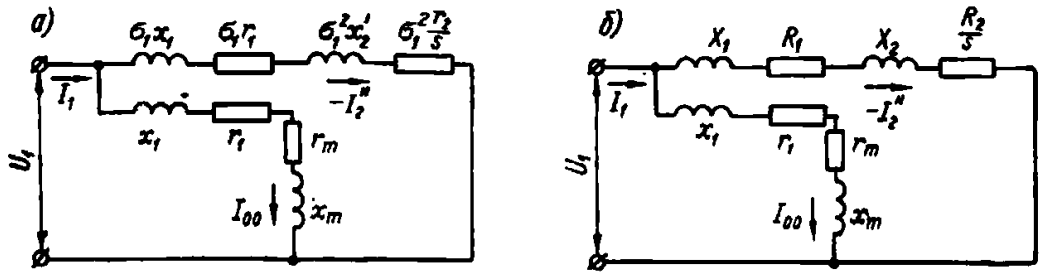


Рис. 19-7. Уточненные схемы замещения с вынесенным на зажимы первичной цепи намагничивающим контуром

для главной цепи поправочный коэффициент за вещественное число σ_1, определяемое равенством (19-28). В этом случае

$$\left.\begin{aligned} \sigma_1 Z_1 &= \sigma_1 r_1 + j\sigma_1 x_1 = R_1 + jX_1; \\ \sigma_1^2 Z_2' &= \sigma_1^2 \frac{r_2'}{s} + j\sigma_1^2 x_2' = \frac{R_2}{s} + jX_2, \end{aligned}\right\} \qquad (19\text{-}29)$$

где

$$\left.\begin{aligned} R_1 &= \sigma_1 r_1, \qquad R_2 = \sigma_1^2 r_2'; \\ X_1 &= \sigma_1 x_1, \qquad X_2 = \sigma_1^2 x_2'. \end{aligned}\right\} \qquad (19\text{-}30)$$

Таким образом, в уточненную схему замещения (рис. 19-7) войдут увеличенные соответственно в σ_1 и σ^2_1 раз сопротивления первичной и вторичной цепей.

Сопротивление параллельной цепи при этом по-прежнему

$$Z_m' = Z_1 + Z_m,$$

а соотношение между токами главной цепи

$$I_2' = \sigma_1 I_2'',$$

т. е. I''_2 совпадает по фазе I'_2 и меньше его в σ_1 раз.

В уточненной Г-образной схеме можно внести в главную цепь общее индуктивное сопротивление

$$X_к = X_1 + X_2 = \sigma_1 x_1 + \sigma_1^2 x_2', \qquad (19\text{-}31)$$

а при $s=1$ также общее активное сопротивление

$$R_к = R_1 + R_2 = \sigma_1 r_1 + \sigma_1^2 r_2'. \qquad (19\text{-}32)$$

Сопротивления $R_к$ и $X_к$ приближенно равны сопротивлениям короткого замыкания машины ($s=1$), так как при $s=1$ сопротивление намагничивающей цепи Z_1+Z_m велико по сравнению с сопротивлением главной цепи $R_к+jX_к$.

Величина $X_к$ определяется величиной потоков рассеяния машины.

Пример. Определить параметры уточненной Г-образной схемы замещения (рис. 19-7) трехфазного асинхронного двигателя с фазным и простым короткозамкнутым ротором.

Номинальные электрические данные двигателя с фазным ротором: мощность на валу $P_2=250$ *квт*, число фаз $m=3$, частота $f=50$ *гц*, число полюсов $2p=6$, линейное напряжение $U_1=3000$ *в*, фазное напряжение при соединении звездой $U_{1ф}=1730$ *в*, номинальный фазный ток $I_{ф.н}=60$ *а*, ток холостого хода $I_0=17{,}5$ *а*, к. п. д. $\eta_н=90\%$, $\cos\varphi_н=0{,}89$.

Конструктивные данные двигателя с фазным ротором: $D_a=730$ *мм*, $D=523{,}3$ *мм*, $\tau=275$ *мм*, $l_0=364$ *мм*, $l=334$ *мм*, $Z_1=90$, $Z_2=72$, $w_1=210$, $w_2=24$, $\beta_1=0{,}8$, $\beta_2=1{,}0$, $q_1=5$, $q_2=4$; индуктивное сопротивление обмотки статора $x_1=2{,}78$ *ом*, активное сопротивление обмотки статора $r_1=0{,}68$ *ом*; индуктивное сопротивление обмотки ротора $x_2=0{,}07$ *ом*, активное сопротивление обмотки ротора $r_2=0{,}00818$ *ом*.

Индуктивное сопротивление намагничивающего контура по формуле (5-5)

$$x_m = 2mf\frac{\mu_0 D_i l}{k_\delta k_\mu \delta}\frac{w_1^2 k_{об1}^2}{p^2} = 2\cdot 3\cdot 50\cdot\frac{1{,}26\cdot 10^{-8}\cdot 52{,}3\cdot 33{,}4}{1{,}6\cdot 1{,}75\cdot 0{,}1}\frac{210^2\cdot 0{,}91^2}{3^2} = 95{,}6 \text{ ом}.$$

Здесь коэффициент зазора принимается $k_\delta=1{,}6$ и коэффициент насыщения всей магнитной цепи $k_\mu=1{,}75$.

Индуктивное сопротивление контура холостого хода

$$x_0 = x_m + x_1 = 95{,}6 + 2{,}78 = 98{,}4 \text{ ом}.$$

Полное сопротивление холостого хода

$$Z_0 = \frac{x_0}{\sin\psi_0} \approx \frac{98{,}4}{0{,}99} = 99 \text{ ом}.$$

Активное сопротивление контура холостого хода

$$r_0 = r_1 + r_m = \sqrt{Z_0^2 - x_0^2} = \sqrt{99^2 - 98{,}4^2} = 11{,}68 \text{ ом}.$$

Активное сопротивление намагничивающего контура

$$r_m = r_0 - r_1 = 11{,}68 - 0{,}68 = 11 \text{ ом}.$$

Ток холостого хода

$$I_0 = \frac{U_{1ф}}{Z_0} = \frac{1730}{99} = 17{,}5 \text{ а}.$$

Относительный ток холостого хода

$$\frac{I_0}{I_{ф.н}} = \frac{17{,}5}{60} = 0{,}292.$$

Потери в стали при холостом ходе

$$p_c = 3I_0^2 r_m = 3\cdot 17{,}5^2\cdot 11 = 10\,125 \text{ вт}.$$

Полные потери теоретического холостого хода при $s=0$

$$p_0 = 3I_0^2(r_1 + r_m) = 3 \cdot 17{,}5^2 \cdot 11{,}68 = 10\,750 \text{ вт};$$

$$\cos\varphi_0 = \frac{p_0}{3U_{1\phi}I_0} = \frac{10\,750}{3 \cdot 1730 \cdot 17{,}5} = 0{,}118.$$

Приведенный поправочный коэффициент [см. формулу (19-28)]

$$\sigma_1 = 1 + \frac{x_1}{x_m} = 1 + \frac{2{,}78}{95{,}6} = 1{,}03;$$

$$\sigma_1^2 = 1{,}03^2 = 1{,}06.$$

Приведенные сопротивления обмотки ротора:

$$x_2' = 0{,}07\left(\frac{210 \cdot 0{,}91}{24 \cdot 0{,}958}\right)^2 = 4{,}85 \text{ ом};$$

$$r_2' = 0{,}00818\left(\frac{210 \cdot 0{,}91}{24 \cdot 0{,}958}\right)^2 = 0{,}57 \text{ ом},$$

где $k_{об1}=0{,}91$, $k_{об2}=0{,}958$ — обмоточные коэффициенты обмоток статора и ротора.

Параметры главной цепи асинхронного трехфазного двигателя с фазным ротором при вынесенном на зажимы контуре холостого хода по схеме рис. 19-7:

$$R_1 = r_1\sigma_1 = 0{,}68 \cdot 1{,}03 = 0{,}7 \text{ ом};$$

$$R_2 = r_2'\sigma_1^2 = 0{,}57 \cdot 1{,}06 = 0{,}604 \text{ ом};$$

$$X_1 = x_1\sigma_1 = 2{,}78 \cdot 1{,}03 = 2{,}86 \text{ ом};$$

$$X_2 = x_2'\sigma_1^2 = 4{,}85 \cdot 1{,}06 = 5{,}15 \text{ ом};$$

$$R_к = R_1 + R_2 = 0{,}7 + 0{,}604 = 1{,}304 \text{ ом};$$

$$X_к = X_1 + X_2 = 2{,}86 + 5{,}15 = 8{,}01 \text{ ом}.$$

$$Z_к = \sqrt{1{,}304^2 + 8{,}01^2} = 8{,}1 \text{ ом};$$

$$I_к^* = \frac{1730}{8{,}1} = 214 \text{ а};$$

$$\frac{I_к'}{I_{ф.н}} = \frac{I_к^*\sigma_1}{I_{ф.н}} = \frac{214 \cdot 1{,}03}{60} = 3{,}66;$$

$$\cos\varphi_к^* = \frac{1{,}304}{8{,}1} = 0{,}161.$$

Для короткозамкнутого асинхронного двигателя с тем же статором при числе стержней в роторе $N_2=80$ параметры главной цепи схемы замещения с вынесенным на зажимы контуром холостого хода (рис. 19-7) равны:

$$r_1 = 0{,}68 \text{ ом}; \quad R_1 = r_1\sigma_1 = 0{,}68 \cdot 1{,}03 = 0{,}7 \text{ ом};$$

$$x_1 = 2{,}78 \text{ ом}; \quad X_1 = x_1\sigma_1 = 2{,}78 \cdot 1{,}03 = 2{,}86 \text{ ом};$$

$$r_2' = 0{,}75 \text{ ом}; \quad R_2 = r_2'\sigma_1^2 = 0{,}75 \cdot 1{,}06 = 0{,}795 \text{ ом};$$

$$x_2' = 2{,}8 \text{ ом}; \quad X_2 = x_2'\sigma_1^2 = 2{,}8 \cdot 1{,}06 = 2{,}97 \text{ ом};$$

$$R_к = R_1 + R_2 = 0{,}7 + 0{,}795 = 1{,}495 \text{ ом};$$

$$X_к = X_1 + X_2 = 2{,}86 + 2{,}97 = 5{,}83 \text{ ом};$$

$$Z_к = \sqrt{1{,}495^2 + 5{,}83^2} = 6{,}01 \text{ ом};$$

$$I_к^* = \frac{1730}{6{,}01} = 287 \text{ а}; \quad \frac{I_к'}{I_н} = \frac{I_к^* \sigma_1}{I_н} = \frac{287 \cdot 1{,}03}{60} = 4{,}91;$$

$$\cos \varphi_к^* = \frac{1{,}495}{6{,}01} = 0{,}248.$$

Параметры намагничивающего контура приняты такими же, как и для фазного двигателя.

19-6. Режимы работы и векторные диаграммы асинхронной машины

Векторные диаграммы асинхронной машины, подобно диаграммам трансформатора, составляются согласно Т-образной схеме замещения машины, которая соответствует физическим условиям ее работы. При этом диаграммы чертятся на одну фазу машины с обмоткой ротора, приведенной к обмотке статора.

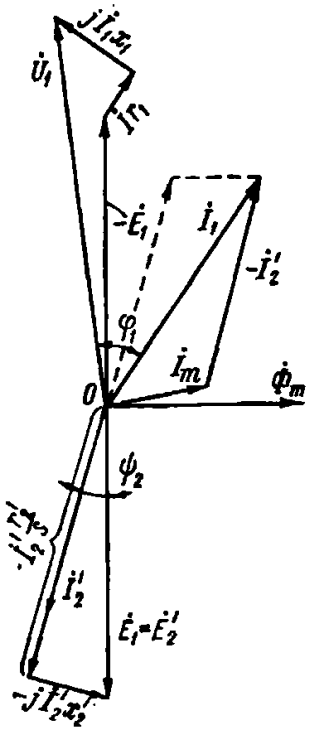


Рис. 19-8. Векторная диаграмма асинхронного двигателя

А. Режим двигателя. Этот режим, как уже указывалось, является основным режимом работы асинхронной машины. В режиме двигателя энергия передается через магнитное поле с первичной стороны на вторичную, как и в трансформаторе. Поэтому векторная диаграмма двигательного режима асинхронной машины вполне аналогична векторной диаграмме трансформатора.

Векторная диаграмма двигателя изображена на рис. 19-8.

Основной поток Φ_m индуктирует э. д. с. $\dot{E}_1 = \dot{E}_2$, равные напряжению на зажимах намагничивающего контура Т-образной схемы (рис. 19-5). Ток намагничивающего контура $\dot{I}_m$ опережает Φ_m на угол, соответствующий потерям в стали статора, так как потери в стали ротора малы при небольших скольжениях, имеющих место в нормальных рабочих режимах ($s = 0 \div 0{,}05$).

Ток $\dot{I}_2'$ отстает от э. д. с. $\dot{E}_2'$ на угол ψ_2, и величина и фаза его определяются сопротивлением вторичной цепи Z_2'.

Первичный ток I_1 равен геометрической сумме тока $\dot{I}_m$ и нагрузочной составляющей первичного тока $I_1' = -I_2'$:

$$\dot{I}_1 = \dot{I}_m + (-\dot{I}_2').$$

Первичное напряжение $\dot{U}_1$ равно сумме составляющей, уравновешивающей э. д. с. $\dot{E}_1$, и падений напряжения $jx_1\dot{I}_1$ и $r_1\dot{I}_1$.

Ток I_1 отстает от напряжения U_1 на угол $\varphi_1<\pi/2$. Первичная мощность

$$P_1 = m_1 U_1 I_1 \cos\varphi_1 \quad (19\text{-}33)$$

при этом положительна, что соответствует потреблению энергии из сети.

С увеличением нагрузки на валу скольжение s возрастает, так как для создания большего вращающего момента необходимо увеличение вторичного тока I_2, вследствие чего должна увеличиться э. д. с. $E_{2s}=E_2 s$, индуктируемая во вращающемся роторе. С увеличением нагрузки ток I_2, а вместе с ним и первичный ток I_1 увеличиваются, увеличивается падение напряжения, а следовательно, при $U_1=\text{const}$ уменьшаются э. д. с. $E_1=E'_2$, поток Φ_m и ток I_m.

Однако уменьшение основного потока Φ_m при изменении нагрузки от нуля до номинальной невелико и составляет лишь несколько процентов. Поэтому при приблизительных расчетах при $U_1=\text{const}$ принимается иногда также, что $\Phi_m=\text{const}$.

В последующих главах условия работы асинхронной машины в режиме двигателя выясняются более подробно.

Б. Режим генератора. Предположим, что асинхронная машина включена в сеть с напряжением $U_1=\text{const}$ и частотой $f_1=\text{const}$. Если она работает двигателем, то $n<n_1$.

Начнем постепенно разгружать двигатель. Если для простоты пренебречь падением напряжения в обмотке статора, то поток $\Phi_m=\text{const}$, ток $I_m=\text{const}$, а вторичный ток I_2 будет уменьшаться и конец вектора первичного тока I_1 станет перемещаться на диаграмме рис. 19-8 вплоть до точки холостого хода, когда $I_1=I_m$.

Теперь ускорим вращение ротора асинхронной машины при помощи какого-нибудь постороннего двигателя так, чтобы $n=n_1$, т. е. до синхронного хода. Так как асинхронная машина продолжает оставаться включенной в ту же сеть, то по-прежнему $\Phi_m=\text{const}$ и $I_m=\text{const}$. Мощность, необходимая для покрытия потерь в обмотке ($p_{м1}$) и стали (p_c) статора, подается из сети, а мощность, необходимая для покрытия механических ($p_{мх}$) и добавочных ($p_д$) потерь, подводится от двигателя, приводящего асинхронную машину (первичный двигатель).

Если мы еще повысим скорость вращения асинхронной машины, то скорость n станет больше n_1 и скольжение s станет отрицательным.

Поток Φ_m, оставаясь постоянным по величине, продолжает вращаться с прежней скоростью n_1. Но направление его вращения относительно ротора изменяется на обратное, соответственно чему изменяется знак индуктируемой в роторе э. д. с. $E_{2s}=E_2 s$.

Активная и реактивная составляющие тока ротора будут:

$$I_{2a} = \frac{E_{2s}}{Z_2}\cos\psi_2 = \frac{E_2 s r_2}{r_2^2 + x_2^2 s^2}; \quad (19\text{-}34)$$

$$I_{2r} = \frac{E_{2s}}{Z_2}\sin\psi_2 = \frac{E_2 s^2 x_2}{r_2^2 + x_2^2 s^2}. \quad (19\text{-}35)$$

Мы видим, что при отрицательном скольжении знак активной составляющей I_{2a} вторичного тока изменяется, тогда как индуктивная составляющая I_{2r} этого тока сохраняет прежний знак.

Ток I_2 создает н. с. F_2, которая, как это было показано в § 19-2, вращается в пространстве с синхронной скоростью n_1, определяемой частотой f_1 возбуждающего тока, а относительно ротора — со скоростью $n_1 - n$. Так как $n > n_1$, то н. с. F_2 вращается в сторону, обратную вращению ротора, и взаимодействуя с н. с. F_1, создает электромагнитный момент $M_{эм}$, направленный встречно относительно вращения ротора. Следовательно, момент $M_{эм}$ является тормозящим, и асинхронная машина работает в генераторном режиме.

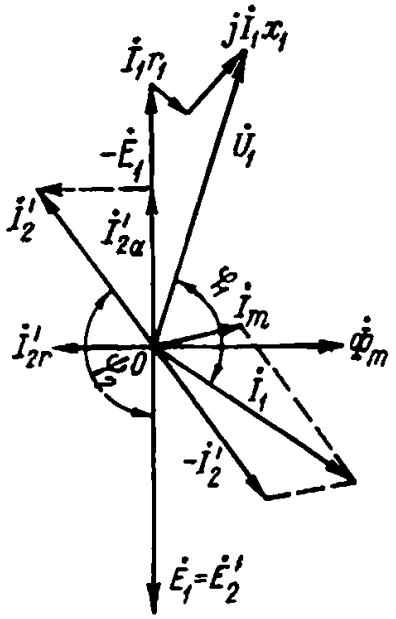


Рис. 19-9. Векторная диаграмма асинхронного генератора

Для построения векторной диаграммы асинхронного генератора совместим вектор основного потока Φ_m с положительным направлением оси абсцисс (рис. 19-9). Тогда векторы тока $\dot{I}_m$ и э. д. с. $\dot{E}_1 = \dot{E}'_2$ займут на диаграмме обычное положение, но вектор тока $\dot{I}'_2$ в соответствии с формулами (19-34) и (19-35) окажется во втором квадранте, а не в третьем, как при работе двигателем. Первичный ток $\dot{I}_1 = \dot{I}_m - \dot{I}'_2$. Напряжение на зажимах статора $\dot{U}_1 = -\dot{E}_1 + \dot{I}_1\dot{Z}_1$. Угол $\varphi_1 > 90°$, т. е. электрическая мощность машины отрицательна. Это значит, что в рассматриваемых условиях механическая энергия, подводимая к асинхронной машине от первичного двигателя, преобразовывается в электрическую и отдается в сеть.

Магнитный поток Φ_m создается в асинхронном генераторе намагничивающим током I_m. Для этого используются синхронные генераторы, с которыми асинхронный генератор работает совместно на внешнюю сеть. Так как ток I_m составляет 25—45% от $I_н$ и подводится к генератору под напряжением сети, то мощность возбуждения (в киловольт-амперах) составляет от мощности генератора те же 25—45%. Другими словами, если на станции установлены 2—4 асинхронных генератора равной мощности, то для их возбуждения должен быть целиком использован один синхронный генератор той же мощности, что и каждый из асинхронных. Напомним, что мощность возбуждения крупного синхронного генератора меньше 1%. Такая разница в мощности возбуждения, которая оказывается не в пользу асинхронного генератора, составляет его существенный недостаток по сравнению с синхронным генератором. Кроме того, ток I_m отстает от напряжения практически на 90°. Следовательно, параллельная работа асинхронных генераторов с синхронными приводит к значительному понижению cos φ по-

следних, даже если внешняя нагрузка является чисто активной.

Включение асинхронного генератора в сеть не представляет затруднений. Ротор приводят во вращение со скоростью, возможно близкой к синхронной, в том же направлении, в каком вращается поток. При включении генератора в сеть возникают те же явления, что и при включении трансформаторов и асинхронных двигателей. Изменение отдаваемой генератором в сеть активной мощности достигается, так же как и в синхронных генераторах, изменением подводимой к валу генератора механической мощности. К. п. д. асинхронного генератора не ниже, чем синхронного.

В практических условиях асинхронные генераторы применяются только на станциях малой мощности, чаще всего на автоматических гидростанциях и ветросиловых установках.

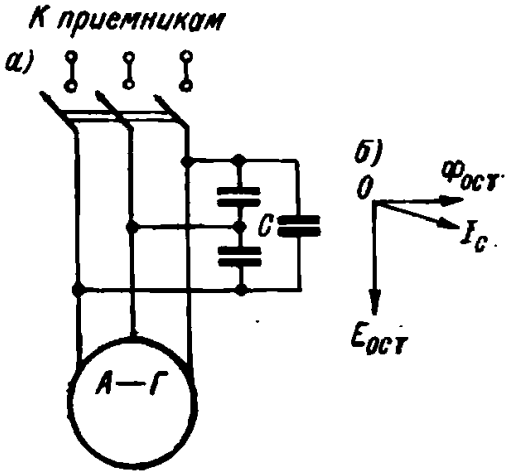


Рис. 19-10. Асинхронный генератор с самовозбуждением

Если асинхронный генератор должен работать самостоятельно на внешнюю сеть, то намагничивающий ток может быть получен в процессе самовозбуждения асинхронного генератора. Для этого к зажимам его статора необходимо приключить соответственно подобранную батарею конденсаторов (рис. 19-10, *а*) и привести ротор машины во вращение с необходимой скоростью. Непременным условием самовозбуждения асинхронного генератора является наличие остаточного магнитного потока в стали ротора. При разомкнутой внешней цепи статора остаточный магнитный поток $\Phi_{ост}$ создает в обмотке статора некоторую э. д. с. $E_{ост}$, под действием которой в конденсаторную батарею потечет ток $I_с$, усиливающий поток $\Phi_{ост}$ (рис. 19-10, *б*). Дальнейший процесс идет так же, как и при самовозбуждении генераторов параллельного возбуждения (см. ч. I).

В асинхронных генераторах с самовозбуждением дорогой частью установки является батарея конденсаторов, вследствие чего такие генераторы не получили распространения.

В. Режим электромагнитного тормоза. Если мы станем все сильнее нагружать двигатель, то его скорость будет уменьшаться, а затем, когда нагрузочный момент превысит максимальный вращающий момент двигателя, последний остановится. После этого можем привести ротор машины во вращение против потока при помощи какого-нибудь вспомогательного двигателя. Этот режим работы мы уже ранее условились называть режимом электромагнитного тормоза.

Так как скорость n в данных условиях следует считать отрицательной, то $1<s<\infty$.

Так как скольжение s велико, то ток ротора

$$\dot{I}_2' = \frac{\dot{E}_2'}{\frac{r_2'}{s} + jx_2'}$$

также велик и отстает от E'_2 на угол ψ_2, который в пределе при $s=\infty$ равен 90°. Соответственно велики первичный ток I_1 и его угол сдвига φ_1 относительно напряжения U_1. Векторная диаграмма тормозного режима аналогична векторной диаграмме режима двигателя (рис. 19-8) с указанными особенностями.

Поскольку $\varphi_1<90°$, машина потребляет энергию из сети. Кроме того, она получает механическую энергию от первичного двигателя. Вся потребляемая машиной энергия расходуется на покрытие потерь в машине, которые достаточно велики. Поэтому и с точки зрения нагрева режим является очень тяжелым и при $U_1=U_н$ допустим лишь в течение относительно короткого отрезка времени.

При включении во вторичную цепь асинхронного двигателя дополнительного омического сопротивления в последнем будет затрачиваться значительная часть мощности, подведенной к первичной цепи машины. В этом случае произойдет повышение $\cos\varphi$, и соответственно работа асинхронной машины в режиме электрического тормоза будет более эффективной.

Глава двадцатая

ВРАЩАЮЩИЕ МОМЕНТЫ И МОЩНОСТИ АСИНХРОННОЙ МАШИНЫ

20-1. Энергетические диаграммы асинхронной машины

Существенным вопросом в работе асинхронного двигателя является превращение электрической энергии, потребляемой из сети, в механическую, а в работе асинхронного генератора — превращение механической энергии, получаемой от первичного двигателя, в электрическую энергию, отдаваемую в сеть. В обоих случаях энергия передается через магнитное поле воздушного зазора из статора на ротор или наоборот. Передача энергии через зазор связана с развиваемыми на роторе силами электромагнитного происхождения, создающими вращающий момент, являющийся электромагнитным моментом машины. Преобразование энергии из одного вида в другой неизбежно связано с потерями в различных частях машины. Поэтому мощности потока энергии, потери и вращающие моменты представляют комплекс вопросов, имеющих су-

щественное значение для изучения рабочих свойств асинхронной машины.

Рассмотрим здесь энергетические диаграммы асинхронной машины.

Проследим процесс преобразования подводимой к двигателю электрической энергии в механическую энергию на валу.

Пусть P_1 — подводимая к двигателю электрическая мощность (рис. 20-1, *а*). Часть этой мощности $p_{м1}$ тратится на потери в меди статора, а остальная часть преобразовывается в мощность вращающегося потока. Но при этом возникают потери в стали машины $p_с$;

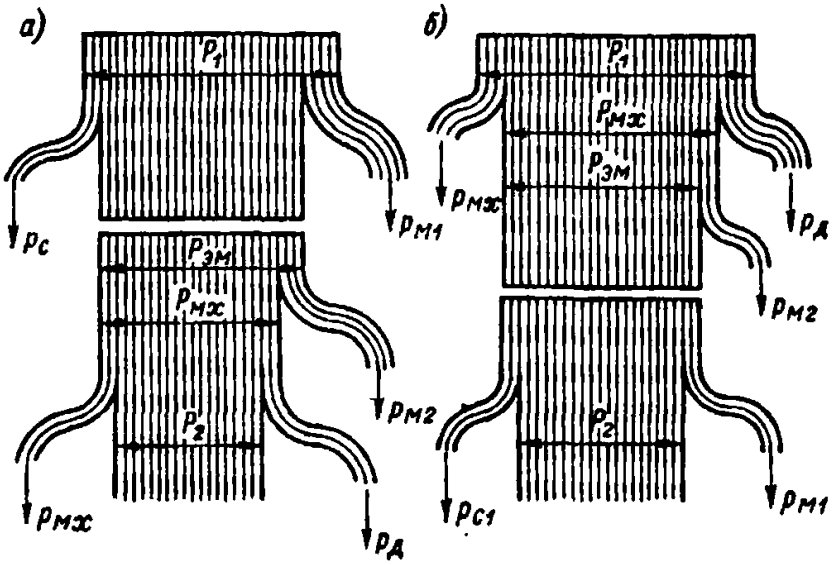


Рис. 20-1 Энергетические диаграммы асинхронного двигателя (*а*) и генератора (*б*)

практически следует иметь в виду только потери в стали статора, так как частота f_2 перемагничивания стали в роторе обычно весьма невелика (1—3 *гц*), и поэтому потери в стали ротора малы. Таким образом, электромагнитная мощность

$$P_{эм} = P_1 - p_{м1} - p_с. \qquad (20\text{-}1)$$

Электромагнитная мощность передается через зазор на ротор. Если бы в роторе не было потерь, то эта мощность целиком преобразовалась бы в механическую. Но при протекании тока по обмотке ротора в ней возникают потери в меди или в алюминии, смотря по материалу обмотки.

Для определенности условимся считать обмотку медной и говорить о потерях в меди $p_{м2}$. Следовательно, полная механическая мощность, развиваемая двигателем на валу,

$$P_{мх} = P_{эм} - p_{м2}. \qquad (20\text{-}2)$$

Полезно отдаваемая двигателем механическая мощность P_2 меньше мощности $P_{мх}$ на величину механических потерь $p_{мх}$ и

добавочных потерь $p_д$. Потери $p_д$ возникают при вращении двигателя в обмотках и стали машины и обусловлены зубчатостью статора и ротора и не вполне синусоидальным распределением н. с. в пространстве (подробнее см. § 20-18).

Добавочные потери создают такой же добавочный тормозной момент, как и механические потери, поэтому они покрываются таким же путем, как и эти потери, и при рассмотрении энергетической картины работы двигателя прибавляются к механическим потерям. Таким образом,

$$P_2 = P_{мх} - p_{мх} - p_д. \tag{20-3}$$

Отсюда для двигательного режима работы асинхронной машины получаем следующие соотношения:

$$P_1 = P_{эм} + p_{м1} + p_с; \tag{20-4}$$

$$P_{эм} = P_{мх} + p_{м2}; \tag{20-5}$$

$$P_{мх} = P_2 + p_{мх} + p_д. \tag{20-6}$$

К. п. д. двигателя

$$\eta = P_2/P_1. \tag{20-7}$$

Общая энергетическая диаграмма для асинхронного двигателя имеет вид, представленный на рис. 20-1, *а*.

При генераторном режиме работы асинхронной машины к ее валу подводится механическая мощность P_1, вычитая из которой механические и вентиляционные потери $p_{мх}$ и добавочные потери $p_д$, получаем полезную механическую мощность $P_{мх}$. Вычитая из мощности $P_{мх}$ потери в меди вторичной цепи $p_{м2}$, получаем электромагнитную мощность $P_{эм}$, а вычитая из последней потери в стали $p_с$ и потери в меди первичной обмотки $p_{м1}$, получаем отдаваемую мощность P_2. Отсюда для генераторного режима имеем следующие соотношения:

$$P_{мх} = P_1 - p_{мх} - p_д; \tag{20-8}$$

$$P_{эм} = P_{мх} - p_{м2}; \tag{20-9}$$

$$P_2 = P_{эм} - p_{м1} - p_с. \tag{20-10}$$

К. п. д. генератора

$$\eta = P_2/P_1. \tag{20-11}$$

Общая энергетическая диаграмма для асинхронного генератора получает вид, представленный на рис. 20-1, *б*.

20-2. Вращающие моменты асинхронной машины

Так же как двигатели постоянного тока, асинхронный двигатель при установившемся режиме работы (n=const) преодолевает нагрузочный момент $M_{нг}$, состоящий из тормозного момента при холостом ходе M_0 и полезного тормозного момента M_2. Следо-

вательно, электромагнитный момент $M_{эм}$, развиваемый на роторе двигателя, при постоянной скорости вращения имеет две составляющие, каждая из которых находится в равновесии с соответствующей составляющей тормозного момента. Таким образом,

$$M_{эм} = M_0 + M_2. \tag{20-12}$$

Здесь

$$M_0 = \frac{p_{мх} + p_д}{\Omega} = \frac{p_{мх} + p_д}{2\pi n}; \tag{20-13}$$

$$M_2 = \frac{P_2}{\Omega} = \frac{P_2}{2\pi n}, \tag{20-14}$$

где P_2 — полезно отдаваемая двигателем механическая мощность, а n — скорость вращения ротора двигателя.

Соответствующая электромагнитному моменту $M_{эм}$ полная механическая мощность, развиваемая на роторе двигателя и определяемая соотношением (20-6):

$$P_{мх} = M_{эм}\Omega = M_{эм}2\pi n, \tag{20-15}$$

откуда

$$M_{эм} = \frac{P_{мх}}{\Omega} = \frac{P_{мх}}{2\pi n}. \tag{20-16}$$

Момент $M_{эм}$ образуется в результате взаимодействия вращающегося магнитного потока Φ_m и тока I_2 в роторе. Но поток Φ_m вращается в пространстве с угловой скоростью $\Omega_1 = 2\pi n_1$, где $n_1 = f_1/p$. Развиваемая при этом мощность есть электромагнитная мощность двигателя $P_{эм}$. Следовательно,

$$P_{эм} = M_{эм}\Omega_1, \tag{20-17}$$

откуда

$$M_{эм} = \frac{P_{эм}}{\Omega_1} = \frac{P_{эм}}{2\pi n_1}. \tag{20-18}$$

На основании (20-16) и (20-18) получаем соотношение

$$P_{мх} = \frac{n}{n_1} P_{эм} = (1 - s) P_{эм}. \tag{20-19}$$

Подставив это значение $P_{мх}$ в (20-2), получим:

$$p_{м2} = sP_{эм}, \tag{20-20}$$

т. е. потери в меди вторичной цепи или в общем случае электрическая мощность $P_э$, развиваемая во вторичной цепи, равны электромагнитной мощности $P_{эм}$, умноженной на скольжение.

Таким образом, электромагнитная мощность $P_{эм}$ делится на составляющие $P_{мх}$ и $p_{м2}$, определяемые в зависимости от скольжения равенствами (20-19) и (20-20).

Определяя из (20-20) величину $P_{эм}$ и подставляя ее в (20-18), получаем еще одно выражение для величины электромагнитного момента:

$$M_{эм} = \frac{p_{м2}}{s\Omega_1} = \frac{p_{м2}}{2\pi n_1 s}. \qquad (20\text{-}21)$$

Хотя мы и исходим при установлении полученных в этом параграфе соотношений из режима двигателя, они действительны для любых значений скольжений s, т. е. для всех режимов машины.

20-3. Электромагнитный момент асинхронной машины

Электромагнитный момент создается в результате взаимодействия проводников обмотки ротора с током I_2 и вращающегося магнитного поля основной гармонической или потока Φ_m. Предположим сначала, что роторная обмотка выполнена по принципу беличьей клетки. Тогда в каждом проводнике основной синусоидальной волной вращающегося результирующего магнитного поля будет индуктироваться э. д. с. $e_{\alpha 1}$, величина которой изменяется по пространственной координате α согласно закону синуса. В общем случае ток в отдельном проводнике $i_{\alpha 1}$ будет отставать от создающей его э. д. с. $e_{\alpha 1}$ на угол ψ_2 в направлении вращения результирующего магнитного поля. Волна значений $e_{\alpha 1}$, представляющих собой мгновенные значения э. д. с., индуктированных в данных проводниках, совпадает по фазе с волной значений индукций $B_{\alpha 1}$ в данных точках, волна же значений токов $i_{\alpha 1}$ будет сдвинута в сторону, противоположную движению волны индукции, на тот же угол в пространстве ψ_2 (рис. 20-2).

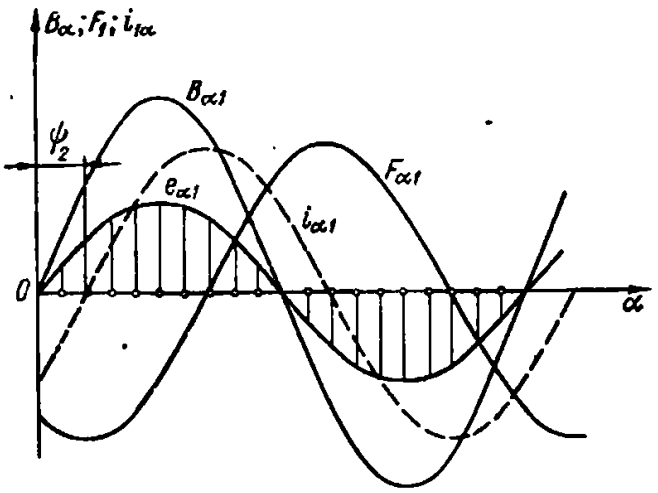


Рис. 20-2. Кривые распределения магнитной индукции, э. д. с. и токов ротора вдоль воздушного зазора

Бегущим вдоль окружности ротора полем с индукцией $B_{\alpha 1}$ и током I_1 в проводнике создается элементарное усилие

$$f_{\alpha 1} = B_{\alpha 1} i_{\alpha 1} l,$$

где l — активная длина стали ротора.

Момент вращения, создаваемый одним проводником с током:

$$m_{\alpha 1} = f_{\alpha 1} \frac{D}{2} = B_{\alpha 1} i_{\alpha 1} l \frac{D}{2},$$

где D — диаметр ротора. Число проводников, приходящихся на пространственный угол $d\beta$ окружности ротора, равно $\frac{N}{2\pi}d\beta$. Так как $B_{\alpha 1}$ и $i_{\alpha 1}$ изменяются вдоль пространственной координаты по закону синуса, то

$$B_{\alpha 1} = B_m \sin \beta p \quad \text{и} \quad i_{\alpha 1} = I_{2m} \sin(\beta p - \psi_2);$$

$$B_{\alpha 1} i_{\alpha 1} = B_m I_{2m} \sin \beta p \sin(\beta p - \psi_2).$$

Суммарный момент вращения от всех проводников ротора, расположенных на одном полюсном делении машины:

$$M_p = \int_0^{\frac{2\pi}{2p}} \frac{B_m \sin \beta p I_{2m} \sin(\beta p - \psi_2) lDN}{2 \cdot 2\pi} d\beta.$$

Среднее значение результирующего момента, создаваемого проводниками ротора всех полюсов:

$$M_{ср} = 2pM_p = \frac{2pB_m I_{2m} lDN}{2 \cdot 2\pi} \int_0^{\frac{\pi}{p}} \sin \beta p \sin(\beta p - \psi_2) d\beta =$$

$$= \frac{2pB_m I_{2m} lDN}{2 \cdot 2\pi} \frac{1}{p} \left[\frac{\cos \psi_2}{2} \beta p - \frac{\sin(2\beta p - \psi_2)}{4} \right]_0^{\frac{\pi}{p}} =$$

$$= \frac{2pB_m I_{2m} lDN}{2 \cdot 2\pi} \frac{\pi}{2p} \cos \psi_2 = p \frac{B_m lD}{p} \frac{I_{2m} N}{4} \cos \psi_2.$$

Принимая во внимание, что

$$I_{2m} = I_2 \sqrt{2}; \quad B_m = B_{ср} \frac{\pi}{2}; \quad D = \frac{2p\tau}{\pi},$$

получаем:

$$\frac{B_m lD}{p} = B_{ср} l \tau = \Phi_m$$

и средний момент при подстановке $N = 2w_2 m_2$

$$M_{ср} = \frac{1}{2\sqrt{2}} p \Phi_m I_2 N \cos \psi_2 = \frac{1}{\sqrt{2}} m_2 p w_2 \Phi_m I_2 \cos \psi_2.$$

Это выражение справедливо для случая, когда ротор имеет обмотку типа беличьей клетки, для которой обмоточный коэффициент $k_{об2} = 1{,}0$. Если же ротор имеет фазную обмотку, то она эквивалентна обмотке с беличьей клеткой, у которой число витков равно $w_2 k_{об2}$, где $k_{об2} = k_{р2} k_{у2}$.

В этом случае среднее значение момента асинхронной машины

$$M_{ср} = \frac{1}{\sqrt{2}} m_2 p w_2 k_{об2} \Phi_m I_2 \cos \psi_2.$$

На рис. 20-3, *а* представлена кривая изменения элементарных моментов m_α вдоль зазора $\psi_2 \approx 0$, что соответствует малым скольжениям ($s \approx 0{,}01 \div 0{,}02$). Кривая на рис. 20-3, *б* соответствует $\psi_2 = 60°$, что примерно соответствует скольжению $s = 1$, т. е. неподвижному ротору. Рис. 20-3, *в* соответствует $\psi_2 = 90°$, когда результирующий момент $M_{ср} = 0$. Рис. 20-3, *г* соответствует режиму генератора при малых скольжениях.

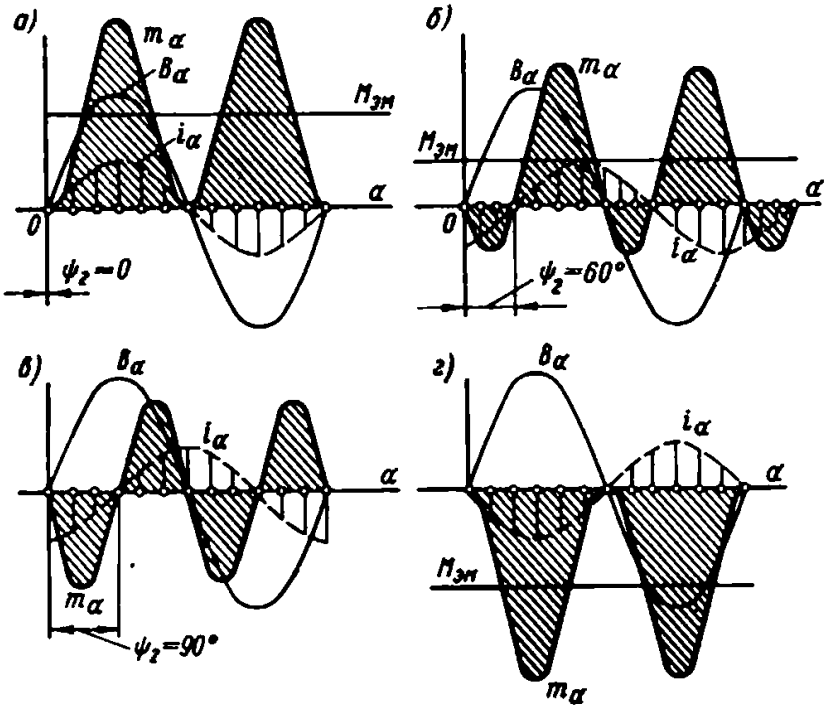


Рис. 20-3. Кривые распределения основных гармонических н. с. тока и индукции вдоль воздушного зазора

Выражение для величины электромагнитного момента $M_{ср}$ можно также получить через передаваемую из статора в ротор электромагнитную мощность $P_{эм}$:

$$P_{эм} = m_2 E_2 I_2 \cos\psi_2 = M_{ср}\Omega_1 = M_{ср}\frac{2\pi f_1}{p}.$$

Отсюда

$$M_{ср} = \frac{m_2 E_2 I_2 \cos\psi_2}{\frac{2\pi f_1}{p}} = \frac{p m_2 \pi \sqrt{2}\,\Phi_m w_2 k_{об2} f_1 I_2 \cos\psi_2}{2\pi f_1} =$$

$$= \frac{1}{\sqrt{2}} m_2 p w_2 k_{об2} \Phi_m I_2 \cos\psi_2,$$

если учесть, что на Т-образной схеме замещения рис. 19-5 это соответствует мощности, выделяемой в сопротивлении r_2'/s.

Ток Г-образной схемы замещения (рис. 19-7, *б*)

$$I_2' = \frac{U_1}{\sqrt{\left(R_1 + \frac{R_2}{s}\right)^2 + (X_1 + X_2)^2}}, \qquad (20\text{-}22)$$

а ток Т-образной схемы замещения (рис. 19-5) согласно равенству (19-26)

$$I_2' = \sigma_1 I_2'' = \frac{\sigma_1 U_1}{\sqrt{\left(R_1 + \frac{R_2}{s}\right)^2 + (X_1 + X_2)^2}}. \qquad (20\text{-}23)$$

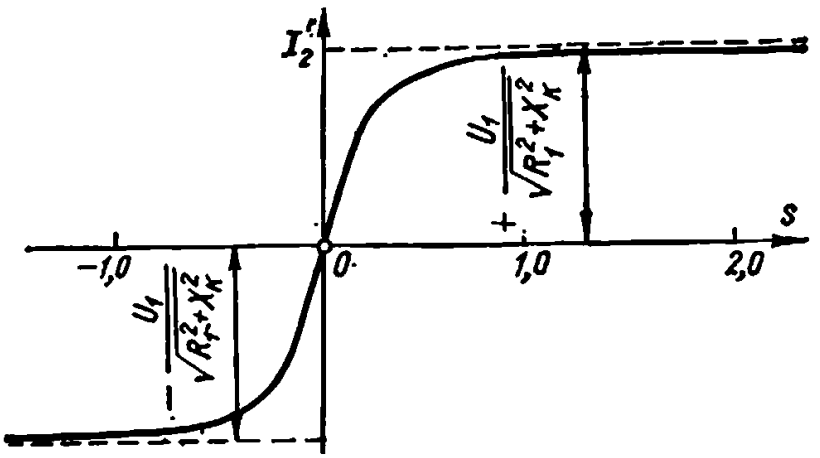


Рис. 20-4. Изменение тока ротора I'_2 в функции скольжения s

Изменение тока ротора согласно (20-23) изображено на рис. 20-4, причем токи генераторного режима ($s<0$) представлены в виде отрицательных величин. Ток I_2' максимален, очевидно, при $s = \pm\infty$.

Согласно схеме замещения рис. 19-4 и 19-5 выражение для электромагнитной мощности $P_{эм}$ можно записать в виде

$$P_{эм} = m_2 I_2^2 \frac{r_2}{s} = m_1 I_2'^2 \frac{r_2'}{s} = m_1 I_2''^2 \frac{R_2}{s}. \qquad (20\text{-}24)$$

Подставив в (20-24) значение I_2'' по (20-22), получим зависимость электромагнитной мощности от напряжения U_1, скольжения s и параметров машины:

$$P_{эм} = \frac{m_1 U_1^2 \frac{R_2}{s}}{\left(R_1 + \frac{R_2}{s}\right)^2 + (X_1 + X_2)^2}, \qquad (20\text{-}25)$$

а согласно (20-18) и (20-25) найдем искомое выражение для электромагнитного момента в виде

$$M_{эм}=\frac{pm_1U_1^2\frac{R_2}{s}}{2\pi f_1\left[\left(R_1+\frac{R_2}{s}\right)^2+(X_1+X_2)^2\right]}. \qquad (20\text{-}26)$$

Выражение (20-26) можно было бы получить также из формулы (20-21), учитывая, что электрические потери во вторичной цепи

$$p_{м2}=m_2I_2^2r_2=m_1I_2'^2r_2'=$$

$$=m_1I_2'^2R_2. \qquad (20\text{-}27)$$

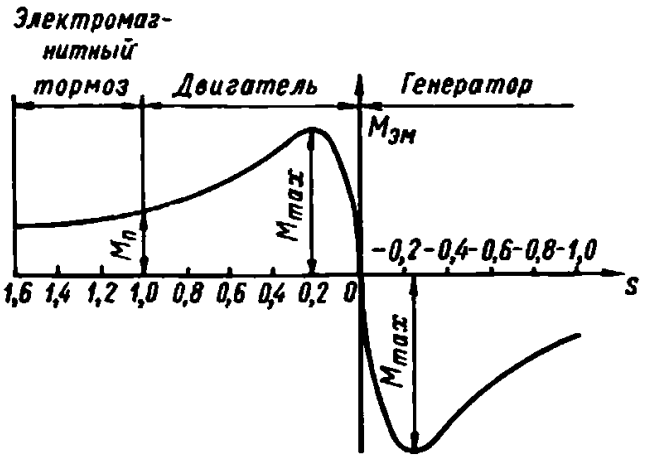


Рис. 20-5. Зависимость $M=f(s)$ при $U_1=\text{const}$, $f=\text{const}$ и $r_0=0$

Согласно (20-26) $M_{эм}=0$ при $s=0$ и $s=\pm\infty$, причем при $s<0$ (генераторный режим) также $M_{эм}<0$. Таким образом, кривая $M_{эм}=f(s)$ при $U_1=\text{const}$ имеет вид, изображенный на рис. 20-5. При больших значениях скольжения $M_{эм}$ уменьшается, несмотря на увеличение I_2, так как $\cos\psi_2$ при этом быстро уменьшается.

Приведенные выражения для моментов при использовании единиц системы СИ дают значения момента в ньютон-метрах Для получения значения момента в килограммо-метрах необходимо произвести еще дополнительно разделение на 9,81.

20-4. Зависимость момента $M_{эм}$ от скольжения

Формула (20-26) имеет весьма важное значение. При ее первоначальном анализе мы считаем все величины, за исключением скольжения s, постоянными, так как некоторые из них (m_1, p, R_1, R_2, X_1 и X_2) заданы конструктивно, а другие (U_1 и f_1) — сетью, питающей двигатель.

Мы исследуем вращающий момент двигателя, начиная с момента включения двигателя в сеть, когда $s=1$. Пусть момент $M_{эм}$, развиваемый двигателем при $s=1$, достаточен для преодоления нагрузочного момента. Тогда двигатель придет во вращение с некоторым ускорением и будет увеличивать скорость вращения до тех пор, пока его вращающий момент не станет равным тормозному. После этого процесс пуска в ход заканчивается, и двигатель продолжает работать при установившемся режиме.

Соответственно непрерывному увеличению скорости скольжение двигателя при пуске непрерывно уменьшается от $s=1$ до некоторой величины, представляющей собой правильную положительную дробь. При этом одновременно увеличиваются числитель и знаменатель в формуле (20-26). Предположим, что добавочное сопротивление в цепи ротора $r_д = 0$ и, следовательно, $R_2 = \sigma_1^2 r_2'$. В этом случае зависимость $M_{эм}=f(s)$ имеет вид кривой на рис. 20-5. Характер кривой объясняется тем, что сопротивления X_1 и X_2 обычно значительно больше сопротивления R_1 и R_2. Поэтому при разгоне двигателя числитель в формуле (20-26) растет сначала быстрее, чем знаменатель, а затем преобладает рост знаменателя, и момент $M_{эм}$ уменьшается. При синхронном ходе, т. е. при $s=0$, момент $M_{эм}=0$.

Так как формула (20-26) выведена на основе общих предпосылок, то она справедлива для любого режима работы асинхронной машины. При переходе в генераторный режим работы скольжение меняет свой знак на обратный ($s<0$), соответственно чему момент $M_{эм}$ становится отрицательным, т. е. тормозящим. Характер кривой момента генератора такой же, как и двигателя (часть кривой направо от оси ординат на рис. 20-5), но максимум момента несколько больше (см. далее § 20-6). Кривая момента при работе в режиме электромагнитного тормоза ($s>+1$) представляет собой продолжение кривой момента двигателя.

20-5. Максимальный электромагнитный момент и максимальная мощность

Выражения (20-25) и (20-26), полученные на основе схемы замещения, позволяют найти выражения для максимального электромагнитного момента M_{max} и пропорциональной ему максимальной электромагнитной мощности $P_{эм\,max}$, если считать в них все величины, за исключением скольжения s, постоянными.

Для нахождения скольжения $s=s_m$, соответствующего максимуму $P_{эм}$, берем от (20-25) производную по s и приравниваем ее нулю:

$$\frac{dP_{эм}}{ds} = \frac{m_1 U_1^2 \left\{ -\left[\left(R_1 + \frac{R_2}{s}\right)^2 + X_к^2\right]\frac{R_2}{s^2} + \frac{R_2}{s}\,2\left(R_1 + \frac{R_2}{s}\right)\frac{R_2}{s^2}\right\}}{\left[\left(R_1 + \frac{R_2}{s}\right)^2 + X_k^2\right]^2} =$$

$$= \frac{m_1 U_1^2 \frac{R_2}{s^2}\left[-R_1^2 - X_к^2 + \frac{R_2^2}{s^2}\right]}{\left[\left(R_1 + \frac{R_2}{s}\right)^2 + X_к^2\right]^2} = 0.$$

Чтобы производная $\frac{dP_{эм}}{ds}$ обратилась в нуль, должен обратиться в нуль заключенный в скобки множитель числителя этого выражения:

$$-R_1^2 - X_л^2 + \frac{R_2^2}{s_m^2} = 0,$$

откуда

$$\frac{R_2}{s_m} = \pm \sqrt{R_1^2 + X_к^2}$$

и

$$s_m = \pm \frac{R_2}{\sqrt{R_1^2 + X_к^2}}. \qquad (20\text{-}28)$$

Здесь «плюс» соответствует режиму работы асинхронной машины в качестве двигателя, а знак «минус» — в качестве асинхронного генератора.

В нормальных асинхронных машинах R_1 значительно меньше $X_к$ (R_1 составляет всего 10—12% от $X_к$). Поэтому R^2_1 настолько меньше $X^2_к$, что им можно без ущерба пренебречь. В этом случае

$$s_m \approx \frac{R_2}{X_к} = \frac{R_2}{X_1 + X_2}.^1 \qquad (20\text{-}29)$$

Подставляя полученное выражение (20-8) для s_m в общее выражение (20-25) для $P_{эм}$, находим максимальную электромагнитную мощность:

$$P_{эм\,max} = \pm \frac{m_1 U_1^2 \sqrt{R_1^2 + X_к^2}}{R_1 \pm \left(\sqrt{R_1^2 + X_к^2}\right)^2 + X_к^2} =$$

$$= \pm \frac{m_1 U_1^2 \sqrt{R_1^2 + X_к^2}}{2\left[\pm R_1 \sqrt{R_1^2 + X_к^2} + \left(R_1^2 + X_к^2\right)\right]} = \pm \frac{m_1 U_1^2}{2\left(\pm R_1 + \sqrt{R_1^2 + X_к^2}\right)}, \qquad (20\text{-}30)$$

где знак «плюс» также соответствует двигательному режиму, а знак «минус» — генераторному режиму.

Пренебрегая в (20-30) величиной R_1^2 по сравнению с $X_к^2$, най-

---

[1] При приближенном анализе основных принципов асинхронной машины в первой главе $\Phi_m = \text{const}$ было получено выражение (1-9): $s_m = \pm r_2/x_2$, которое отличается от выражения (20-29). Это вызвано тем, что выражение (1-9) было получено по существу для Т-образной схемы замещения с постоянным напряжением на ответвленном контуре $E_1 = \text{const}$. При $U_1 = \text{const}$ на первичных зажимах и соответственно при $\Phi_m \neq \text{const}$, что соответствует Г-образной схеме замещения, в знаменателе учитывается не только индуктивное сопротивление x_2, но и сопротивление x_1, т. е. полное индуктивное сопротивление короткого замыкания $X_к = X_1 + X_2$.

дем приближенное выражение для максимальной электромагнитной мощности:

$$P_{\text{эм max}} \approx \pm \frac{m_1 U_1^2}{2(\pm R_1 + X_к)}. \qquad (20\text{-}31)$$

Для максимального электромагнитного момента соответственно (20-30) и (20-31) находим:

$$M_{max} = \pm \frac{p m_1 U_1^2}{2 \cdot 2\pi f_1 \left| \pm R_1 + \sqrt{R_1^2 + X_к^2} \right|} \qquad (20\text{-}32)$$

или приближенно

$$M_{max} \approx \pm \frac{p m_1 U_1^2}{4\pi f_1 (\pm R_1 + X_к)} = \pm \frac{m_1 U_1^2}{2\Omega_c (\pm R_1 + X_к)} =$$

$$= \pm \frac{p m_1 U_1^2}{4\pi f_1 \sigma_1 (r_1 + x_1 + \sigma_1 x_2')}. \qquad (20\text{-}33)$$

Из записанных формул следует, что максимальный момент M_{max}:

1) при заданной частоте и заданных параметрах машины пропорционален квадрату напряжения U^2_1;

2) не зависит от активного сопротивления вторичного контура (ротора);

3) получается при тем большем скольжении, чем больше отношение $R_2/X_к$, и, в частности, при тем большем скольжении, чем больше активное сопротивление вторичной цепи;

4) при заданной частоте почти обратно пропорционален сумме сопротивлений (X_1+X_2), т. е. тем меньше, чем больше индуктивные сопротивления рассеяния первичной и вторичной цепей.

Зависимость момента M_{max} от частоты см. в § 20-8.

Величина момента M_{max} имеет особенно важное значение при работе асинхронной машины в режиме двигателя. Часто максимальный момент двигателя называют опрокидывающим моментом двигателя.

Отношение

$$k_м = M_{max}/M_н$$

называют коэффициентом перегрузочной способности асинхронного двигателя.

20-6. Пусковой момент асинхронного двигателя

Наряду с моментом M_{max} пусковой момент двигателя $M_п$ составляет одну из его важнейших эксплуатационных характеристик. Значение $M_п$ получается из общей формулы момента (20-26) при $s=1$:

$$M_п = \frac{p m_1 U_1^2 R_2}{2\pi f_1 [(R_1 + R_2)^2 + (X_1 + X_2)^2]} = \frac{p m_1 U_1^2 R_2}{2\pi f_1 (R_к^2 + X_к^2)}. \qquad (20\text{-}34)$$

Если мы хотим, чтобы момент $M_п$ достиг максимума при пуске, то, как это следует из выражения (20-28), для этого должно выполняться равенство

$$R_2^2 = \sigma_1^2 (r_2' + r_д')^2 = R_1^2 + X_к^2 \qquad (20\text{-}35)$$

или приблизительно

$$r_2' + r_д' \approx x_1 + x_2'. \qquad (20\text{-}36)$$

Из написанных выше формул видим, что момент $M_п$:

а) при заданной частоте f_1 и заданных параметрах машины прямо пропорционален квадрату напряжения U^2_1;

б) достигает максимума при условии, что активное сопротивление цепи ротора равно индуктивному сопротивлению рассеяния машины;

в) при прочих равных условиях тем меньше, чем больше индуктивное сопротивление рассеяния машины $X_к$.

Зависимость момента $M_п$ от частоты см. в § 20-8.

Момент $M_п$ обычно выражается отношением

$$k_п = M_п / M_н,$$

называемым кратностью пускового момента.

Пример. Произвести расчет мощностей и моментов короткозамкнутого трехфазного асинхронного двигателя по параметрам, приведенным в § 19-5:

$$P_2 = 250 \text{ квт}; \ \eta_н = 90\%, \ \cos\varphi_н = 0{,}89,$$

$$U_1 = 3000 \text{ в}, \ U_{1ф} = 1730 \text{ в}, \ I_{1н} = 60 \text{ а}; \ 2p = 6,$$

$$P_1 = \frac{P_2}{\eta} = \frac{250}{0{,}9} = 278 \text{ квт},$$

суммарные потери

$$\sum_p = \frac{P_2(1-\eta)}{\eta} = \frac{250 \cdot 0{,}1}{0{,}9} = 278 \text{ квт},$$

$$R_1 = 0{,}7 \text{ ом}. \ R_2 = 0{,}795 \text{ ом}. \ X_к = 5{,}83 \text{ ом}.$$

Механические потери принимаем равными 0,7% от P_1:

$$p_{мх} = 0{,}007 \cdot 278 \approx 2 \text{ квт}.$$

Добавочные потери по нормам равны 0,5% от P_1:

$$p_д = 0{,}0005 \cdot 278 = 1{,}4 \text{ квт}.$$

Полная механическая мощность

$$P_{мх} = P_2 + p_{мх} + p_д = 250 + 2{,}0 + 1{,}4 = 253{,}4 \text{ квт}.$$

Приведенный ток главной цепи схемы замещения

$$I_{2н}' = \frac{I_1 \cos\varphi_н - I_0 \cos\varphi_0}{\cos\psi_2} = \frac{53{,}3 - 2{,}05}{0{,}985} = 52{,}0 \text{ а},$$

где

$$I_1 \cos\varphi_н = 60 \cdot 0{,}89 = 53{,}3 \text{ а},$$

$$I_0 \cos\varphi_0 = 17{,}5 \cdot 0{,}118 = 2{,}05 \text{ а},$$

$$\cos\psi_2 \text{ (предварительно)} = 0{,}985.$$

Потери в меди главной цепи схемы с вынесенным на зажимы контуром холостого хода

$$p_{м1} = 3\,I_2'^2 R_1 = 3 \cdot 52^2 \cdot 0{,}7 \cdot 10^{-3} = 5{,}67 \ квт.$$

Потери вторичной главной цепи

$$p_{м2} = 3\,I_2'^2 R_2 = 3 \cdot 52^2 \cdot 0{,}795 \cdot 10^{-3} = 6{,}46 \ квт.$$

Электромагнитная мощность при номинальной нагрузке

$$P_{эм} = P_{мх} + p_{м2} = 253{,}4 + 6{,}46 \approx 260 \ квт.$$

Скольжение двигателя при номинальной нагрузке

$$s_н = \frac{p_{м2}}{P_{эм}} = \frac{6{,}46}{260} = 0{,}0249.$$

Значение

$$\frac{R_2}{s_н} = \frac{0{,}795}{0{,}0249} = 31{,}9 \ ом.$$

Величина

$$\cos\psi_2 = \frac{R_1 + \frac{R_2}{s_н}}{\sqrt{\left(R_1 + \frac{R_2}{s_н}\right)^2 + X_к^2}} = \frac{0{,}7 + 31{,}9}{\sqrt{(0{,}7 + 31{,}9)^2 + 5{,}83^2}} = \frac{32{,}6}{33{,}1} = 0{,}985.$$

Скорость вращения ротора

$$n = n_1 (1 - s_н) = 1000 (1 - 0{,}0249) = 975{,}1 \ об/мин.$$

Полезный момент двигателя

$$M_{2и} = \frac{250 \cdot 10^3}{2\pi \frac{975{,}1}{60}} = 2450 \ н \cdot м; \quad M_{2н} = \frac{2450}{9{,}81} = 250 \ кгс \cdot м.$$

Момент холостого хода

$$M_0 = \frac{p_{мх} + p_д}{2\pi \cdot \frac{n}{60}} = \frac{3{,}4 \cdot 10^3}{2\pi \frac{975{,}1}{60}} = 33{,}3 \ н \cdot м.$$

Электромагнитный момент

$$M_{эм.\,и} = M_{2н} + M_0 = 2450 + 33{,}3 = 2483{,}3 \ н \cdot м.$$

Окончательно электромагнитная мощность

$$P_{эм} = \frac{3 \cdot U_{1ф}^2 \frac{R_2}{s_н}}{\left(R_1 + \frac{R_2}{s_н}\right)^2 + X_к^2} = \frac{3 \cdot 1730^2 \cdot 31{,}9 \cdot 10^{-3}}{32{,}6^2 + 5{,}83^2} = 261{,}5 \ квт.$$

Окончательно электромагнитный момент

$$M_{эм.\,н} = \frac{P_{эм}}{2\pi n_1} = \frac{261{,}5 \cdot 10^3}{2\pi \frac{1000}{60}} = 2495 \ н \cdot м.$$

По формуле (20-32) максимальный момент

$$M_{max} = \frac{3 \cdot 3 \cdot 1730^2}{2 \cdot 2 \cdot \pi \cdot 50 \left(0{,}7 + \sqrt{0{,}7^2 + 5{,}83^2}\right)} = 6530 \text{ н} \cdot \text{м}.$$

Таким образом,

$$\frac{M_{max}}{M_{эм.\,н}} = \frac{6530}{2495} = 2{,}62.$$

Пусковой момент по формуле (20-34)

$$M_п = \frac{m_1 U_{1ф}^2 R_2}{\frac{2\pi f}{p}\left(R_к^2 + X_к^{\prime 2}\right)} = \frac{3 \cdot 3 \cdot 1730^2 \cdot 0{,}795}{2\pi \cdot 50 \cdot (1495^2 + 5{,}83^2)} = 1900 \text{ н} \cdot \text{м};$$

$$\frac{M_п}{M_{эм.\,н}} = \frac{1900}{2495} = 0{,}763.$$

Суммарные потери

$$\sum p = \left(p_{мх} + p_д\right) + 3 \cdot I_2^{\prime 2} R_к + p_0 = 3{,}4 + 3 \cdot 52^2 \cdot 1{,}495 \cdot 10^{-3} + 11{,}68 = 27{,}2 \text{ квт},$$

где $p_0 = 11{,}68$ *квт* — потери в контуре холостого хода схемы замещения.

К. п. д.

$$\eta = \left(1 - \frac{27{,}2}{250 + 27{,}2}\right) \cdot 100 = (1 - 0{,}0983) \cdot 100 = 90{,}17\%.$$

Пример. Аналогичным образом произведем расчет мощностей и моментов трехфазного асинхронного двигателя с фазным ротором по параметрам, приведенным в § 19-5.

Исходные данные двигателя: $P_2 = 250$ *квт*, $\eta_н = 90\%$, $\cos\varphi_н = 0{,}875$, $U_1 = 3000$ *в*, $U_{1ф} = 1730$ *в*, $I_н = 60$ *а*, $2p = 6$, $P_1 = 278$ *квт*, $\Sigma p = 27{,}8$ *квт*, $R_1 = 0{,}7$ *ом*, $R_2 = 0{,}604$ *ом*, $X_к = 8{,}01$ *ом*, $s_н = 0{,}019$.

По формулам, использованным при расчете короткозамкнутого двигателя, находим:

$$\frac{R_2}{s_н} = \frac{0{,}604}{0{,}019} = 31{,}8 \text{ ом};$$

$$\cos\psi_2 = \frac{0{,}7 + 31{,}8}{\sqrt{(0{,}7 + 31{,}8)^2 + (8{,}01)^2}} = \frac{32{,}5}{33{,}4} = 0{,}97;$$

$$I_1 \cos\varphi_н = 60 \cdot 0{,}875 = 53{,}5 \text{ а}; \quad I_0 \cos\varphi_0 = 17{,}5 \cdot 0{,}118 = 2{,}05 \text{ а};$$

$$I'_{2н} = \frac{I_1 \cos\varphi_н - I_0 \cos\varphi_0}{\cos\psi_2} = \frac{53{,}5 - 2{,}05}{0{,}97} = 52 \text{ а};$$

$$P_{эм} = \frac{3 \cdot 1730^2 \cdot 31{,}8 \cdot 10^{-3}}{(0{,}7 + 31{,}8)^2 + (8{,}01)^2} = 259 \text{ квт};$$

$$M_{эм.\,н} = \frac{259 \cdot 10^3}{2\pi \frac{1000}{60}} = 2470 \text{ н} \cdot \text{м};$$

$$M_{max} = \frac{3 \cdot 3 \cdot 1730^2}{2 \cdot 2 \cdot \pi \cdot 50 \left(0{,}7 + \sqrt{0{,}7^2 + 8{,}01^2}\right)} = 4920 \text{ н} \cdot \text{м};$$

$$\frac{M_{max}}{M_{эм.\,н}} = \frac{4920}{2470} = 1{,}99$$

(по заводским электрическим данным для двигателя АМ-6, 280 *квт*, 3000 *в* отношение $M_{max}/M_{эм.н}=2{,}0$);

$$\sum p = 3{,}4 + 3\cdot 52^2\cdot 1{,}304\cdot 10^{-3} + 11{,}68 = 25{,}7 \text{ квт};$$

$$\eta = \left(1 - \frac{25{,}7}{250 + 25{,}7}\right)\cdot 100 = 90{,}65\%.$$

20-7. Зависимость момента от активного сопротивления цепи ротора

Если $r_д=0$ и, следовательно, $R_2=\sigma^2_1 r'_2$, то отношение $R_2/X_к$ обычно невелико. Поэтому момент $M_{эм}$ проходит через максимум при относительно небольших скольжениях порядка $s=0{,}12\div 0{,}20$ (рис. 20-5). Но при этом пусковой момент $M_п$ в двигателях с фазным ротором, имеющих большее сопротивление рассеяния ротора, чем короткозамкнутые двигатели, может упасть ниже пределов, допускаемых условиями пуска в ход, и двигатель не возьмет с места. Чтобы избежать этого, необходимо ввести в цепь ротора с фазной обмоткой добавочное активное сопротивление $r_д$. При этом, как следует из выражений (20-28) и (20-32), максимум момента не изменяется, но скольжение s_m увеличивается.

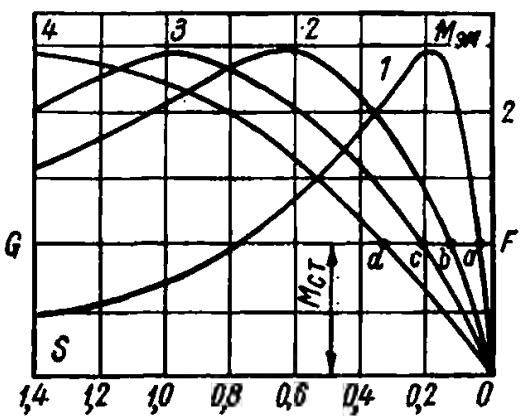


Рис. 20-6. Кривые $M=f(s)$ при различных значениях сопротивления цепи ротора

На рис. 20-6 показаны четыре кривые момента $M_{эм}$ соответственно четырем различным значениям добавочного сопротивления $r_д$. Кривая *1* получается при $r_{д1}=0$ и повторяет собой кривую момента на рис. 20-5. Кривая *3* соответствует такому значению $r_{д3}$, при котором $\sigma^2_1(r'_2+r'_д)=X_к$; в этом случае $s_m=1$, т. е. максимум момента достигается в начальный момент пуска двигателя в ход. Кривая *2* соответствует сопротивлению $r_{д2}<r_{д3}$, а кривая *4* — сопротивлению $r_{д4}>r_{д3}$; в последнем случае максимум момента достигается при скольжениях $s_m>1$, т. е. при работе машины электромагнитным тормозом.

Заметим, что при введении при пуске во вторичную цепь дополнительного активного сопротивления в соответствии с (20-22) одновременно достигается уменьшение пускового тока.

Ниже в гл. 23 и 24 кривые рис. 20-6 будут использованы для объяснения пуска асинхронных двигателей при помощи реостата и регулирования скорости их вращения.

20-8. Зависимость момента $M_{эм}$ от частоты f_1 при $U_1/f_1=\text{const}$

Частота питающей сети f_1 обычно остается постоянной, но в некоторых установках она может изменяться в известных пределах

при условии, что напряжение U_1 на зажимах двигателя изменится в зависимости от частоты; чаще всего изменение U_1 и f_1 происходит так, что $U_1/f_1=\text{const}$.

Чтобы ответить на вопрос, что представляют собой в этих условиях кривые $M_{эм}=f(s)$ при разных частотах, воспользуемся упрощенными формулами (20-29) и (20-33). Согласно первой из них скольжение s_m при $R_2=\text{const}$ изменяется обратно пропорционально частоте. Другими словами, в указанных условиях момент $M_{эм}$ проходит через максимум при тем большем скольжении, чем меньше частота f_1. С другой стороны, на величину M_{max} влияют три переменные: U_1, f_1 и $X_к=\sigma_1 x_1+\sigma_1^2 x_2'$. Если бы мы пренебрегли R_1, то, как это видно из формулы (20-33), изменение U_1 скомпенсировалось бы пропорциональным изменением f_1 и $X_к$. В этом случае момент M_{max} оставался бы постоянным. В действительности он несколько уменьшается с уменьшением частоты.

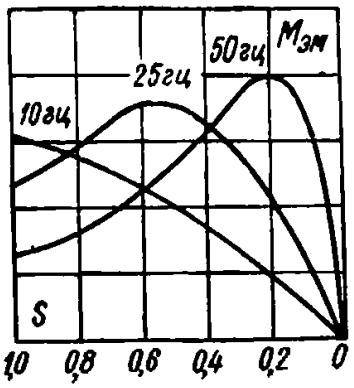


Рис. 20-7. Кривые $M_{эм}=f_1(s)$ при $U_1/f_1=\text{const}$

Сказанное иллюстрируется тремя кривыми моментов для $f_1=50$, 25 и 10 *гц*, приведенными на рис. 20-7.

20-9. Формула Клосса для относительного вращающего момента

При решении вопросов о движении электропривода важно определить зависимость $M=f(s)$ по данным, приведенным в каталогах на электродвигатели. По каталожным данным обычно можно установить значение момента при номинальной нагрузке $M_н$, скольжение при этой нагрузке $s_н$ и перегрузочную способность $k_м$, с помощью которой можно установить и максимальный момент при номинальном напряжении: $M_{max}=k_м M_н$. Покажем, как, исходя из этих данных, можно установить зависимость $M=f(s)$, если параметры двигателя можно считать не зависящими от скольжения.

Зависимости (20-26) и (20-32) определяют значение момента при любом скольжении и значение максимального момента.

Взяв отношения (20-26) и (20-32), получим, используя только знак «плюс» (режим двигателя) и опуская индекс «эм»:

$$\frac{M}{M_{max}}=\frac{2\frac{R_2}{s}\left[R_1+\sqrt{R_1^2+X_к^2}\right]}{\left(R_1+\frac{R_2}{s}\right)^2+X_к^2}. \qquad (20\text{-}37)$$

Согласно (20-28) имеем:

$$\sqrt{R_1^2+X_к^2}=\frac{R_2}{s_m}.$$

Введя это значение квадратного корня в выражение (20-37), получим:

$$\frac{M}{M_{max}} = \frac{2R_2\left[R_1 + \frac{R_2}{s_m}\right]}{\left[\left(\frac{R_2}{s_m}\right)^2 + \left(\frac{R_2}{s}\right)^2 + \frac{2R_1R_2}{s}\right]s} =$$

$$= \frac{2\frac{R_2^2}{s_m}\left[\frac{R_1}{R_2}s_m + 1\right]}{\frac{R_2^2}{s_m}\left[\frac{s}{s_m} + \frac{s_m}{s} + 2\frac{R_1}{R_2}s_m\right]} = \frac{2\left(1 + \frac{R_1}{R_2}s_m\right)}{\frac{s}{s_m} + \frac{s_m}{s} + 2\frac{R_1}{R_2}s_m}. \quad (20\text{-}38)$$

В асинхронных машинах при отсутствии добавочного сопротивления в цепи ротора обычно $r_1 \approx r_2$ и, следовательно, также $R_1 \approx R_2$. Поэтому, когда отношение R_1/R_2 нельзя установить более точно, можно принять, что

$$\frac{M}{M_{max}} = \frac{2(1 + s_m)}{\frac{s}{s_m} + \frac{s_m}{s} + 2s_m}. \quad (20\text{-}39)$$

Зная по каталожным данным $M_н$, $k_м$ и $s_н$, можно из (20-39) определить s_m и тогда по (20-39) определить относительную величину момента для любого скольжения s.

При малых значениях скольжения, в области нормальных нагрузок, в (20-39) можно в знаменателе учесть лишь член s_m/s, и тогда

$$\frac{M}{M_{max}} \approx \frac{2(1 + s_m)}{s_m}s.$$

Полученное выражение показывает, что в области нормальных нагрузок момент M изменяется пропорционально скольжению, как это и представлено на рис. 20-5 и 20-6.

Если в (20-39) пренебречь s_m в числителе и членом $2s_m$ в знаменателе, то получим используемую иногда при расчетах приближенную зависимость:

$$\frac{M}{M_{max}} \approx \frac{2}{\frac{s}{s_m} + \frac{s_m}{s}}. \quad (20\text{-}40)$$

20-10. Максимальная механическая мощность

Таким же образом, как было получено выражение для максимального значения электромагнитной мощности $P_{эм\,max}$, может быть получено соответствующее выражение для максимального значения механической мощности $P_{мх}$, развиваемой на роторе асинхронной машины.

На основании (20-19) и (20-20) механическая мощность

$$P_{мх}=\frac{1-s}{s}p_{м2}=\frac{1-s}{s}m_1 I_2''^2 R_2 \qquad (20\text{-}41)$$

или при подстановке сюда значения I_2'' по Г-образной схеме замещения (рис. 19-17)

$$P_{мх}=\frac{1-s}{s}\frac{m_1 U_1^2 R_2}{\left(R_1+\frac{R_2}{s}\right)^2+X_к^2}. \qquad (20\text{-}42)$$

Для нахождения скольжения $s=s_р$, соответствующего максимальному значению $P_{мх}$, берем производную от $P_{мх}$ по s и приравниваем ее нулю:

$$\frac{dP_{мх}}{dx}=\frac{m_1 U_1^2\left[-(R_1+R_2)^2-X_к^2+\left(-R_2+\frac{R_2}{s_р}\right)^2\right]\frac{R_2}{s^2}}{\left[\left(R_1+\frac{R_2}{s}\right)^2+X_к^2\right]^2}=0.$$

Для обращения в нуль производной $dP_{мх}/ds$ нужно приравнять нулю множитель числителя, заключенного в скобки:

$$-(R_1+R_2)^2-X_к^2+\left(-R_2+\frac{R_2}{s_р}\right)^2=0,$$

откуда

$$\frac{R_2}{s_р}=R_2\pm\sqrt{(R_1+R_2)^2+X_к^2}=R_2\pm z_к,$$

где

$$z_к=\sqrt{(R_1+R_2)^2+X_к^2}=\sqrt{R_к^2+X_к^2}. \qquad (20\text{-}43)$$

Следовательно,

$$s_р=\frac{R_2}{R_2\pm z_к}. \qquad (20\text{-}44)$$

Знак «плюс» соответствует режиму работы асинхронной машины в качестве двигателя, а знак «минус» — в качестве генератора.

Подставляя полученное для $s_р$ выражение со знаком «плюс» в общее выражение (20-42) для мощности $P_{мх}$, получаем, что в двигательном режиме максимальная механическая мощность

$$P_{мх\,max}=\frac{m_1 U_1^2 R_2\left[\frac{R_2+z_к}{R_2}-1\right]}{(R_к+z_к)^2+X_к^2}=\frac{m_1 U_1^2 z_к}{2z_к(R_к+z_к)}$$

или окончательно

$$P_{мх\,max}=\frac{m_1 U_1^2}{2(R_к+z_к)}. \qquad (20\text{-}45)$$

Максимальная мощность на валу двигателя $P_{2\,max}$ отличается от $P_{мх\,max}$ по (20-45) на величину механических и добавочных потерь.

Для генераторного режима, при использовании в (20-44) знака «минус», для максимальной механической мощности на роторе соответственно получим:

$$P_{мх\,max} = -\frac{m_1 U_1^2}{2(-R_к + z_к)}. \qquad (20\text{-}46)$$

Знак «минус» здесь указывает на то, что эта мощность не отдается на вал, а получается с вала.

20-11. Гистерезисный момент вращения

Потери в стали ротора состоят из потерь на гистерезис $p_{гс}$ и потерь на вихревые токи $p_{вх}$, причем первые, как известно, изменяются пропорционально частоте перемагничивания ротора $f_2 = f_1 s$,

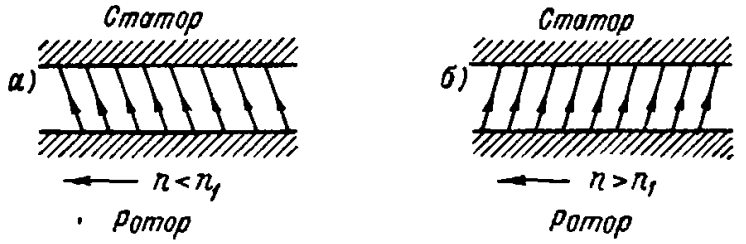


Рис. 20-8. Образование гистерезисного момента вращения в режиме двигателя (*а*) и генератора (*б*)

а вторые пропорциональны квадрату этой частоты. Если обозначить значения этих потерь при частоте f_1, т. е. при неподвижном роторе, соответственно через $p_{гс0}$ и $p_{вх0}$, то при $\Phi_m = \text{const}$

$$p_{гс} = p_{гс0} s; \qquad (20\text{-}47)$$

$$p_{вх} = p_{вх0} s^2. \qquad (20\text{-}48)$$

Этим потерям, как и потерям в меди ротора $p_{м2}$, соответствуют свои электромагнитные вращающие моменты. Действительно, вихревые токи возникают в результате индуктирования вращающимся полем в листах стали ротора э. д. с. и по своей природе принципиально не отличаются от токов в обмотке ротора. В результате гистерезиса в стали ротора изменение магнитного поля в роторе запаздывает, и при двигательном режиме направление линий магнитной индукции в воздушном зазоре не является радиальным, а отклоняется на поверхности ротора против направления вращения (рис. 20-8), вследствие чего создается гистерезисный вращающий момент, действующий в сторону вращения, т. е. положительный. В режиме генератора знак гистерезисного момента изменяется на обратный.

В соответствии с (20-21) гистерезисный момент $M_{гс}$ и момент вращения от вихревых токов $M_{вх}$ равны:

$$M_{гс}=\frac{p_{гс}}{s\Omega_1}=\frac{p_{гс0}}{\Omega_1}; \qquad (20\text{-}49)$$

$$M_{вх}=\frac{p_{вх}}{s\Omega_1}=\frac{sp_{вх0}}{\Omega_1}. \qquad (20\text{-}50)$$

Таким образом, величина гистерезисного момента $M_{гс}$ не зависит от скольжения. Этот момент при $\Phi_m=\text{const}$ является постоянным по величине и лишь изменяет свой знак при $s=0$. Момент вихревых токов $M_{вх}$ изменяется пропорционально скольжению.

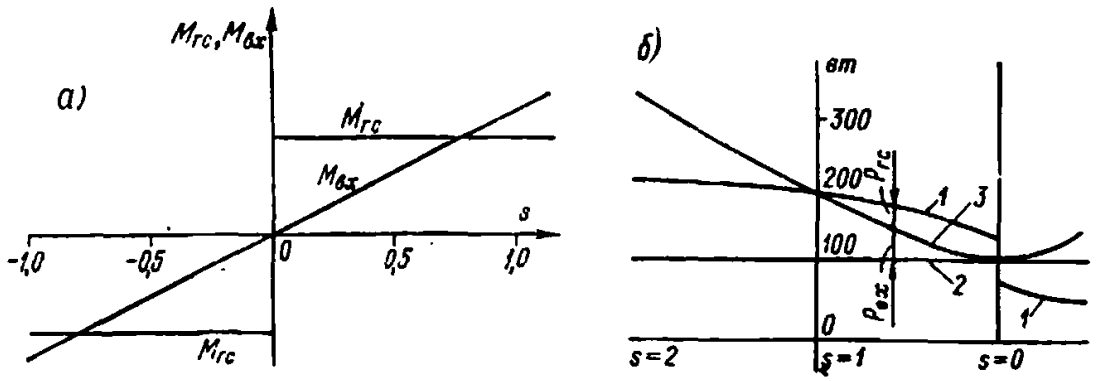


Рис. 20-9. Моменты вращения (*а*) и потери (*б*), вызванные гистерезисом и вихревыми токами

Оба момента $M_{гс}$ и $M_{вх}$ действуют на ротор таким же образом, как и основной электромагнитный момент, и поэтому являются полезными моментами.

На рис. 20-9, *а* изображены зависимости $M_{гс}=f(s)$ и $M_{вх}=f(s)$. Момент $M_{вх}$ в области нормальных режимов весьма мал. Момент $M_{гс}$ в некоторых машинах, роторы которых изготовлены не из электротехнической стали, имеет более заметную величину.

Опыт холостого хода даст возможность определить сумму потерь в меди статора $p_{м1}$, стали статора $p_{с1}$, добавочных при холостом ходе $p_{д0}$ и механических $p_{мх}$:

$$P_0=p_{м1}+p_{с1}+p_{д0}+p_{мх}.$$

Так как потери в меди статора при холостом ходе

$$p_{м1}=3I_0^2r_1,$$

то при известных I_0 и r_1 определяется сумма потерь:

$$p_{с1}+p_{д0}+p_{мх}=P_0-p_{м1}.$$

Если найти P_0 для разных напряжений, то, так как $p_{с1}$ и $p_{д0}$ пропорциональны B^2 и, следовательно, U_1^2, механические потери

могут быть определены по значениям P_0 для двух величин U_1:

$$a = P_0' - p_{м1} = (p_{с1}' + p_{д0}') + p_{мх};$$

$$b = P_0'' - p_{м1}'' = (p_{с1}'' + p_{д0}'') + p_{мх} = (p_{с1}' + p_{д0}')\left(\frac{U_1''}{U_1'}\right)^2 + p_{мх},$$

откуда

$$c = p_{с1}' + p_{д0}' = \frac{b - a}{\left(\frac{U_1''}{U_1'}\right)^2 - 1}$$

и, следовательно, $p_{мх} = a - c$.

На рис. 20-9, *б* представлена кривая *1* потребляемой из сети мощности, полученная из опыта вращения посторонним двигателем подключенной к сети асинхронной машины с фазным ротором мощностью 5 *квт*. Прямая *2* даст сумму потерь в меди статора и в стали статора. Разность между кривыми *1* и *2* дает сумму потерь на гистерезис и вихревые токи в роторе. Разность между кривой *3*, показывающей характер изменения потерь от вихревых токов, и кривой *2* дает мощность $p_{вх}$, соответствующую вихревым токам в роторе, а разность между кривыми *1* и *3* — мощность $p_{гс}$, соответствующую гистерезисному моменту.

В нормальных асинхронных машинах моменты $M_{гс}$ и $M_{вх}$ при расчетах обычно не учитываются, однако в последнее время находят все большее распространение так называемые гистерезисные двигатели малой мощности (до 200 *вт*). Ротор двигателя является круглым, не имеет никакой обмотки и изготовляется из листов стали с широкой петлей гистерезиса. Пуск происходит под влиянием гистерезисного момента и момента от вихревых токов. Под влиянием гистерезисного момента двигатель втягивается в синхронизм и работает далее как синхронный двигатель. При 200 *вт* к. п. д. достигает 80%.

Гистерезисный двигатель находит применение для часовых и лентопротяжных механизмов, в звукозаписывающих и звуковоспроизводящих аппаратах и т. д. Чаще всего такие двигатели изготовляются однофазными, причем используется тот или иной способ пуска однофазного двигателя (см. § 25-4).

20-12. Паразитные моменты асинхронного двигателя [186, 196, 202]

Кроме главного, или основного, момента, создаваемого первыми гармоническими потока и тока, в асинхронном двигателе возникает ряд добавочных, или паразитных, моментов, которые могут при определенных условиях нарушить работу двигателя или даже сделать ее невозможной.

Различают следующие виды паразитных моментов:

1) асинхронные моменты, создаваемые высшими гармоническими н. с., в том числе и зубцовыми гармоническими;

2) синхронные моменты, возникающие при определенной скорости и при определенном соотношении между числами пазов статора и ротора Z_1 и Z_2;

3) вибрационные моменты, обусловленные также неблагоприятным соотношением чисел пазов Z_1 и Z_2.

Кроме того, известное влияние на работу асинхронного двигателя оказывают высшие гармонические напряжения (временные), но с ним можно не считаться, так как оно обычно невелико.

Мы будем считать, что свойства пространственных и зубцовых гармонических нам уже известны (гл. 4), и будем иметь в виду только двигатели с беличьей клеткой, так как наличие паразитных моментов сказывается на их работе сильнее всего.

20-13. Асинхронные паразитные моменты

Говоря о работе асинхронного двигателя, мы показали (см. § 19-3), что первые гармонические н. с. статора и ротора вращаются в пространстве всегда в одном направлении и с одинаковой скоростью n_1, причем скорость основной гармонической н. с. ротора складывается из скорости вращения ее относительно ротора n_1-n и скорости вращения ротора n.

Распространим это представление о взаимозависимости между н. с. статора и ротора на гармонические н. с. любого порядка. Если первая гармоническая н. с. статора вращается со скоростью n_1, то гармоническая н. с. статора ν-го порядка вращается со скоростью $n_{1\nu}=\pm n_1/\nu$. Здесь знак «плюс» относится к н. с., вращающейся в том же направлении, что и основная гармоническая н. с., а знак «минус» — к н. с., вращающейся в обратную сторону. Для краткости первые н. с. мы будем называть прямыми, а вторые — обратными.

Скольжение, соответствующее данной гармонической:

$$s_\nu=\frac{\pm n_{1\nu}-n}{\pm n_{1\nu}}=1\pm\frac{n_1-(n_1-n)}{n_1/\nu}=1\pm(1-s)\,\nu. \qquad (20\text{-}51)$$

Здесь s — скольжение ротора относительно основной гармонической н. с., или, короче, основное скольжение.

Частота тока, индуктируемого в роторе потоком ν-й гармонической н. с. статора, определяется по формуле (19-2):

$$f_{2\nu}=f_1 s_\nu=f_1\,[1\pm(1-s)\,\nu]. \qquad (20\text{-}52)$$

Так как $n_{1\nu}=\pm n_1/\nu$, то ν-я гармоническая н. с. ротора вращается относительно ротора со скоростью

$$n_{2\nu}=\pm\frac{n_1}{\nu}-n. \qquad (20\text{-}53)$$

Следовательно, скорость вращения ν-й гармонической ротора в пространстве

$$n_{2\nu}+n=\pm\frac{n_1}{\nu}-n+n=\pm\frac{n_1}{\nu}, \qquad (20\text{-}54)$$

т. е. равна скорости вращения ν-й гармонической н. с. статора.

На этом основании мы можем рассчитывать асинхронные моменты, создаваемые высшими гармоническими н. с., по формуле (20-26), подставив в нее величины, соответствующие данной гармонической.

Действие паразитных асинхронных моментов зависит от направления вращения гармонической н. с.

Рассмотрим сначала действие прямой гармонической н. с. ν-го порядка. Мы знаем, что синхронная скорость вращения такой гармонической составляет $n_{1\nu}=n_1/\nu$. Это соответствует скольжению

$$s=\frac{n_1-\frac{n_1}{\nu}}{n_1}=1-\frac{1}{\nu}.$$

В пределах изменения скольжения от $s=1$ до $s=1-1/\nu$ ротор вращается с меньшей скоростью, чем гармоническая, а в пределах от $s=1-1/\nu$ до $s=0$ — с большей скоростью. В первом случае ν-я гармоническая н. с. создаст двигательный момент, а во втором — генераторный, и, следовательно, тормозящий.

Двигательный момент гармонической складывается с основным моментом, а генераторный вычитается из него. На рис. 20-10 кривая *1* изображает основной момент, а кривая *2* — момент гармонической седьмого порядка.

Теперь рассмотрим действие обратных гармонических н. с. Так как при работе двигателем ротор вращается в сторону, противоположную вращению этих гармонических, то по отношению к ним асинхронный двигатель представляет собой электромагнитный тормоз. Поэтому при всех скольжениях в пределах от $s=1$ до $s=0$ обратные гармонические н. с. создают тормозящие моменты, как это показывает кривая *3* момента, созданного обратной гармонической пятого порядка. Но если мы будем вращать ротор против вращения основной н. с., т. е. согласно с обратной гармонической, то при скольжении $s=1+1/\nu$, соответствующем синхронному вращению ротора в потоке этой гармонической, ее момент пройдет через нуль, а затем — при $s>1+1/\nu$ приобретет положительные значения.

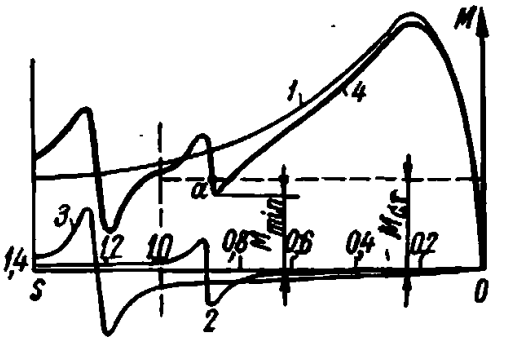


Рис. 20-10. Влияние асинхронных моментов высших гармонических н. с. статора на кривую вращающего момента

Сложив на рис. 20-10 ординаты кривых *1*, *2* и *3*, получим кривую *4* результирующего момента двигателя. Мы видим, что она имеет два провала — один при $s=1-1/7=6/7$, другой при $s=1+1/5=1{,}2$. Особенно важное значение имеет первый провал. В самом деле, если статический момент $M_{ст}$ окажется больше минимального вращающего момента M_{min}, то при разгоне двигатель достигнет точки *a*, но не пройдет через провал кривой момента и, следовательно, будет устойчиво работать при скорости, значительно ниже номинальной, потребляя при этом ток значительно выше номинального.

20-14. Зубцовые гармонические

Из числа гармонических статора, создающих асинхронные моменты, следует выделить зубцовые гармонические, т. е. гармонические, имеющие в общем случае порядок $\nu_{з1}=kZ_1/p\pm1$ (см. § 2-4). Здесь k — любое целое положительное число. Зубцовая гармоническая при $k=1$ считается основной, а остальные — высшими. Зубцовыми гармоническими высших порядков можно пренебречь.

Преимущественное значение, которое имеют зубцовые гармонические статора в отношении создания паразитных асинхронных моментов, обусловливается главным образом тем, что для зубцовых гармонических коэффициент распределения обмотки равен коэффициенту распределения первой гармонической [см. формулу (2-15)], тогда как для гармонических н. с. других порядков он значительно меньше. Между тем, как это показывает более подробный анализ, величина паразитного асинхронного момента зависит в основном от отношения $(k_{об\nu}/k_{об1})^2$, где $k_{об1}$, $k_{об\nu}$ — обмоточные коэффициенты для первой и ν-й гармонических. Таким образом, для зубцовых гармонических указанное выше отношение больше, чем для других гармонических, чем объясняется преимущественное значение именно зубцовых гармонических.

Действие зубцовых гармонических статора и создаваемые ими моменты могут быть в значительной степени ограничены соответствующим подбором числа пазов ротора Z_2. Специальный анализ показывает, что для этого нужно, чтобы

$$Z_2 \leqslant 1{,}25\left(\frac{Z_1}{p}\pm 1\right)p \leqslant 1{,}25\,(Z_1 \pm p). \qquad (20\text{-}55)$$

20-15. Синхронные моменты

В общем случае под синхронным моментом понимают момент, появляющийся при определенной скорости вращения ротора в результате взаимодействия гармонических статора и ротора одного и того же порядка, т. е. когда $\nu_1=\nu_2$,

эти гармонические вращаются синхронно. В частности, преимущественное значение имеют синхронные моменты, возникающие при наличии зубцовых гармонических статора и ротора одинакового порядка, т. е. при

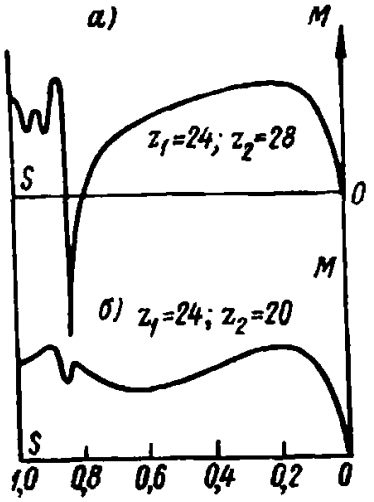


Рис. 20-11. Кривые моментов при $2p=4$

$$\nu_{z1} = \nu_{z2}. \qquad (20\text{-}56)$$

Считая $k_3=1$ (см. выше § 20-14), имеем:

$$\frac{Z_1}{p} \pm 1 = \frac{Z_2}{p} \pm 1.$$

Следовательно, синхронные моменты имеют место при

$$Z_1 = Z_2; \quad Z_1 - Z_2 = \pm 2p. \qquad (20\text{-}57)$$

Этих соотношений между числами пазов статора и ротора следует избегать. Впрочем, случай, когда $Z_1=Z_2$, практически не встречается, так как возникающее при этом «прилипание» при неподвижном роторе было давно известно.

Для иллюстрации на рис. 20-11, *а* и *б* показаны кривые моментов четырехполюсного двигателя с числом пазов $Z_1=24$ и $Z_2=24\pm4=28$ или 20.

20-16. Вибрационные моменты

При вращении ротора его зубцы непрерывно перемещаются относительно зубцов статора; вследствие этого происходят периодические изменения магнитной индукции в зубцах статора и ротора, вызывающие различного рода звуковые явления — гудение, свист и т. д. Кроме того, при совпадении осей зубцов статора и ротора возникает в данной точке по окружности статора сила одностороннего притяжения между статором и ротором. При вращении ротора эта сила перемещается в зазоре с определенной скоростью, вызывая вибрации ротора. При определенной скорости вращения ротора эти вибрации могут начать резонировать с собственными (механическими) колебаниями ротора. Если это явление получает значительное развитие, то оно может сделать работу двигателя невозможной. Анализ показывает, что вибрационные моменты возникают при условии, если

$$Z_1 - Z_2 = \pm 1 \pm 2p. \qquad (20\text{-}58)$$

Некоторыми исследованиями установлено, что нежелательны и такие соотношения между числами пазов, при которых

$$0{,}5\,(Z_1 - Z_2) = \pm 1 \pm 2p$$

или

$$Z_1 - Z_2 = \pm 2 \pm 4p. \qquad (20\text{-}59)$$

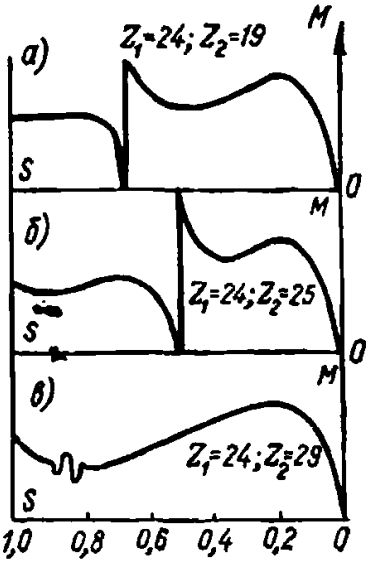


Рис. 20-12. Вибрационные моменты при $2p=4$; $Z_1=24$, $Z_2=24+1$ и $Z_2=24\pm(1+4)$

Так как $Z_1=2p_1m_1q_1$, то при $q_1=$ц. ч. величина Z_1 есть четное число. В этом случае условие (20-58) приводит к выводу, что нечетные числа пазов ротора являются нежелательными, что и было подтверждено экспериментально.

Для иллюстрации на рис. 20-12, *а*, *б*, *в* показаны кривые моментов при $Z_1=24$; $Z_2=24+1$; $Z_2=24\pm(1+4)$ и $2p=4$.

20-17. Меры борьбы с паразитными моментами

Из сказанного следует, что асинхронный двигатель представляет собой как бы ряд добавочных асинхронных и синхронных двигателей, совмещенных на одном валу с главным. Как мы видели, эти добавочные двигатели могут нарушить условия работы главного двигателя или даже сделать ее невозможной. Поэтому паразитные моменты асинхронного двигателя должны быть возможно полнее устранены.

Для устранения паразитных асинхронных моментов проще всего ослабить гармонические н. с. статорной обмотки. Для этой цели служат обмотки с укороченным шагом и целым числом пазов на полюс и фазу. Обмотки с дробным числом пазов образуют несимметрично распределенные по окружности статора системы н. с. или же способствуют возникновению шума в двигателе. Поэтому обмотки с дробным числом пазов применяются в асинхронных машинах, в противоположность синхронным, редко. Число пазов ротора должно удовлетворять условию, определенному формулой (20-55).

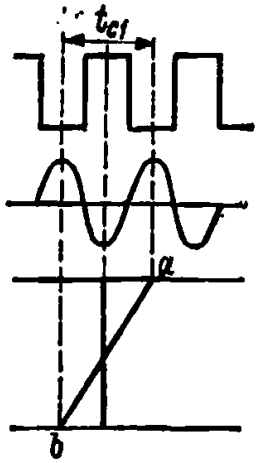


Рис. 20-13. Влияние скоса пазов на зубцовые гармонические э. д. с.

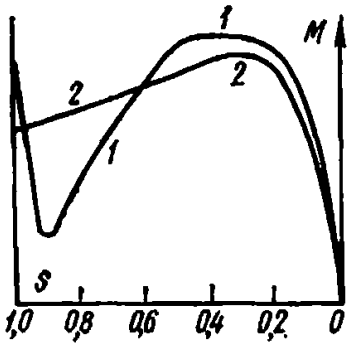


Рис. 20-14. Кривые моментов при прямых (*1*) и скошенных (*2*) пазах

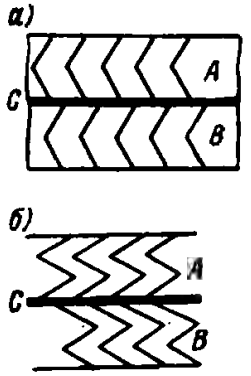


Рис. 20-15. Скос пазов ротора зигзагом

Весьма эффективным средством борьбы с паразитными асинхронными моментами является скос пазов ротора или статора.

При скашивании пазов ротора скос делают равным зубцовому шагу статора t_{c1} или же уменьшают его до $t_{c1}\frac{Z_1}{Z_1+p}$. В первом случае мы частично парализуем действие прямой и обратной зубцовых гармонических порядка $Z_1/p\pm1$, а во втором случае уничтожаем действие наиболее опасной прямой гармонической $Z_1/p+1$. В самом деле, коэффициент скоса пазов мы можем определить по формуле (3-1), подставив в нее следующие значения: $\nu=Z_1/p$ или $\nu=Z_1/p+1$; $c=t_{c1}$ или $c=t_{c1}\frac{Z_1}{Z+p_1}$. В обоих случаях коэффициент скоса пазов $k_{ск}$, а следовательно, и индуктируемые зубцовыми гармоническими э. д. с. равны нулю. Это же мы видим и на рис. 20-13. Проводник *ab* ротора скошен на t_{c1}, и в проводнике индуктируются э. д. с., взаимно друг друга уравновешивающие.

При скосе пазов статора скос делают равным зубцовому шагу ротора t_{c2} и получают те же результаты.

На рис. 20-14 кривая *1* представляет собой момент двигателя без скоса пазов, а кривая *2* — со скосом. Легко заметить, насколько благоприятно влияние скоса в отношении паразитных моментов.

Для увеличения бесшумности двигателя применяют вместо прямо скошенных пазов пазы, скошенные зигзагообразно (рис. 20-15, *а* и *б*). При этом ротор по длине делится на две части *A* и *B* так, что пазы одной части смещаются

относительно пазов другой части; смежные концы обеих половин обмотки присоединены к общему соединительному кольцу C.

Однако не следует упускать из виду, что скос пазов эквивалентен некоторому добавочному уменьшению обмоточного коэффициента. Он увеличивает рассеяние в двигателе и в соответствии с этим несколько ухудшает рабочие характеристики двигателя, в частности его $\cos\varphi$ и перегрузочную способность. Последнее видно также и на рис. 20-14.

Положительное влияние на уменьшение паразитных моментов оказывает увеличение воздушного зазора. При этом уменьшаются и добавочные потери в двигателе. Но увеличение зазора влечет за собой увеличение тока холостого хода и, как следствие, ухудшение $\cos\varphi$ двигателя. Поэтому только в двигателях повышенной надежности из механических соображений зазор делают больше обычного.

Для устранения синхронных и вибрационных моментов нужно соответствующим образом подобрать числа пазов статора и ротора. Объединяя все сказанное по этому поводу ранее, мы получаем следующие нежелательные соотношения между числами пазов Z_1 и Z_2:

$$Z_1 - Z_2 = \pm 2p; \quad Z_1 - Z_2 = \pm 1 \pm 2p; \quad Z_1 - Z_2 = \pm 2 \pm 4p.$$

Кроме того, нежелательными являются нечетные числа пазов ротора. Следовательно, в целом выбор числа пазов ротора представляет собой относительно сложную задачу, которая практически разрешима только экспериментальным путем.

Для иллюстрации приводим благоприятные числа пазов ротора Z_2 для четырехполюсных двигателей без скоса пазов:

при $Z_1=24$

$$Z_2 = 18,\ 30,\ 34 \text{ и } 38;$$

при $Z_1=36$

$$Z_2 = 10,\ 14,\ 22,\ 26,\ 30,\ 42,\ 46,\ 50,\ 54 \text{ и } 58;$$

при $Z_1=48$

$$Z_2 = 10,\ 14,\ 18,\ 30,\ 34,\ 42,\ 54,\ 58,\ 62 \text{ и } 66.$$

Благоприятное влияние приведенных чисел пазов ротора на момент двигателя в основном подтверждается опытом.

20-18. Рабочие характеристики асинхронного двигателя

Так же, как и для синхронного двигателя, под рабочими характеристиками асинхронного двигателя мы понимаем:

$$\boxed{n,\ M,\ \eta \text{ и } \cos\varphi = f(P_2) \text{ при } U_1 = \text{const } f_1 = \text{const.}}$$

Кроме того, к важным показателям относится коэффициент перегрузочной способности $k_п$, а для короткозамкнутых двигателей — также кратности пускового тока и пускового момента.

А. Скорость вращения двигателя $n=f(P_2)$. Из формулы для скольжения (1-3) следует, что

$$n = n_1(1-s). \tag{20-60}$$

С другой стороны, согласно формуле (20-20)

$$s = p_{м2}/P_{эм}. \tag{20-61}$$

Таким образом, скольжение асинхронного двигателя численно равно отношению потерь в обмотке ротора $p_{м2}$ к развиваемой двигателем электромагнитной мощности $P_{эм}$.

При холостом ходе потери $p_{м2}$ исчезающе малы по сравнению с мощностью $P_{эм}$; поэтому здесь $s \approx 0$ и $n \approx n_1$. По мере увеличения нагрузки отношение (20-61) растет, но из соображений высокого к. п. д. двигателя оно ограничено весьма узкими пределами. Обычно при номинальной нагрузке $p_{м2}/P_{эм} \approx p_{м2}/P_2 = 1{,}5 \div 5\%$. Меньшая цифра относится к двигателям большей мощности, бóльшая — к двигателям малой мощности, порядка 3—10 *квт*. Зависимость $n = f(P_2)$ представляет собой кривую, весьма слабо наклоненную к оси абсцисс (рис. 20-16). Мы видим, что асинхронный двигатель имеет скоростную характеристику типа характе-

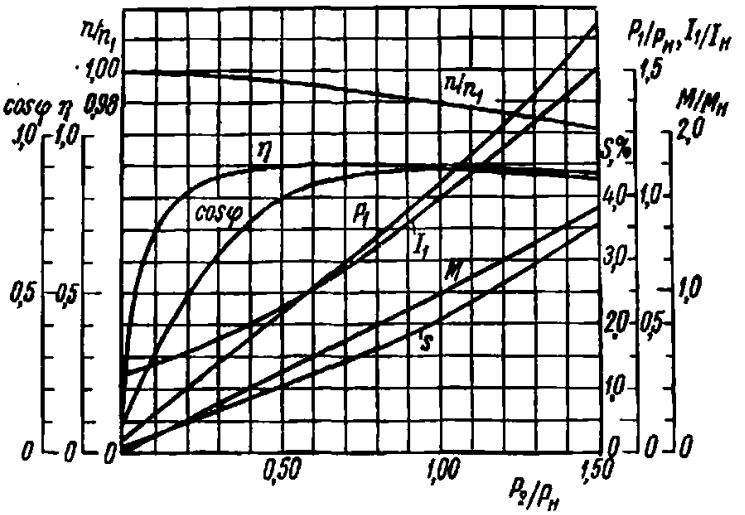


Рис. 20-16. Рабочие характеристики короткозамкнутого асинхронного двигателя мощностью 50 *квт*, 220/380 *в*, 1470 *об/мин*, построенные в относительных единицах

ристики двигателя постоянного тока параллельного возбуждения.

Б. Зависимость $M = f(P_2)$. При установившемся режиме работы $M = M_2 + M_0$, где M_2 — полезный тормозной момент двигателя, а M_0 — момент холостого хода. Так как при изменении нагрузки в пределах от холостого хода до номинальной скорость вращения асинхронных двигателей остается почти постоянной, то зависимость $M = f(P_2)$ асинхронного двигателя почти прямолинейна (рис. 20-16).

В. Потери и к. п. д. двигателя. В асинхронных двигателях имеют место все те же виды потерь, что и в других электрических машинах,— механические потери, потери в стали, потери в меди и добавочные потери.

Основные виды потерь в асинхронных машинах определяются по формулам, аналогичным приведенным в предыдущих разделах (см. ч. I, гл. 7; ч. II, § 11-8, 20-11). Особую группу потерь составляют добавочные потери. Они состоят из а) добавочных потерь в меди и б) добавочных потерь в стали. При синусоидальном напряжении на зажимах двигателя добавочные потери в меди

возникают частью под влиянием высших гармонических н. с., частью вследствие эффекта вытеснения тока.

Добавочные потери в меди от высших гармонических н. с. имеют место главным образом в обмотках ротора с беличьей клеткой. При вращении ротора в магнитных полях, создаваемых высшими гармоническими н. с. статора, в обмотке ротора возникают токи, имеющие частоту, отличную от частоты скольжения и зависящую от скорости вращения ротора. Для уменьшения этих потерь производят: а) укорочение шага обмотки статора, ведущее к уменьшению высших гармонических н. с., б) скос пазов ротора относительно пазов статора, играющий ту же роль, что и укорочение шага, и в) соответствующий подбор числа пазов на статоре и роторе Z_1 и Z_2. Анализ показывает, что если добавочные потери в роторе не должны превышать 10% от основных потерь, вызванных первой гармонической тока, то при нескошенных пазах $Z_2 \leqslant \frac{4}{3} Z_1$.

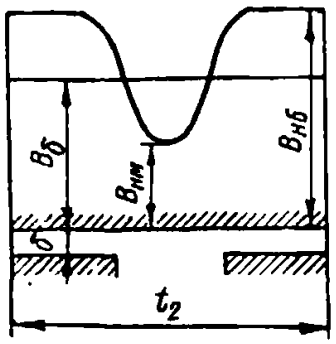


Рис. 20-17. Кривая индукции в воздушном зазоре

Явление вытеснения тока наблюдается как в обмотках статора, так и в обмотках ротора, особенно с беличьей клеткой. Здесь оно может быть использовано для улучшения пусковых характеристик двигателей с короткозамкнутым ротором. Но при нормальной работе частота тока в роторе обычно не превышает 3 *гц*. В этих условиях вытеснение тока практически незаметно. Явления, происходящие при пуске в ход и связанные с вытеснением тока в роторе, рассмотрены в гл. 22 и 23.

Поскольку добавочные потери от высших гармонических н. с. создаются токами, имеющими частоту, отличную от частоты первой гармонической тока, они покрываются развиваемой двигателем механической мощностью.

Можно считать с достаточной точностью, что добавочные потери в меди изменяются пропорционально квадрату тока.

Добавочные потери в стали асинхронных машин состоят, так же как и в синхронных машинах, из а) пульсационных потерь и б) поверхностных потерь.

Пульсационные потери вызываются продольными пульсациями магнитного потока вследствие изменения магнитной проводимости, обусловленного непрерывным изменением взаимного положения зубцов статора и ротора при вращении последнего. Частота пульсаций в статоре $f_{z1}=Z_2 n$, а частота пульсаций в роторе $f_{z2}=Z_1 n$, где Z_1 и Z_2 — числа пазов статора и ротора и n — скорость вращения ротора. Расчет этих потерь составляет предмет специального курса.

Поверхностные потери обусловливаются главным образом тем, что под влиянием пазов распределение индукции в зазоре оказы-

вается неравномерным (рис. 20-17). Частота поверхностных пульсаций та же, что и пульсаций в зубцах. Анализ показывает, что поверхностные потери зависят от частоты в степени 1,5 и квадрата среднего значения индукции в зазоре.

Так как добавочные потери в стали имеют частоту, отличную от основной, то они покрываются за счет механической мощности, развиваемой двигателем.

Можно считать с достаточной точностью, что добавочные потери в стали изменяются пропорционально квадрату подводимого к двигателю напряжения.

Степень точности, с которой рассчитываются добавочные потери, относительно невысока. Поэтому обычно они учитываются приближенно, определенным количеством процентов от полезной мощности при работе машины генератором или от подводимой мощности при работе машины двигателем. Согласно ГОСТ 183—66 добавочные потери $p_д$ в асинхронных машинах при номинальной нагрузке составляют 0,5% от подводимой мощности. Нужно, однако, помнить, что это — средняя цифра, установленная опытным путем, от которой в ряде случаев наблюдаются заметные отклонения.

Полные потери в двигателе

$$\Sigma p = p_{м1} + p_{м2} + p_с + p_{мх} + p_д. \qquad (20\text{-}62)$$

При нагрузках в пределах от холостого хода до номинальной под $p_с$ следует понимать только потери в стали статора, так как при обычных частотах в роторе (1—3 *гц*) потери в его стали исчезающе малы.

При увеличении нагрузки сумма потерь $p_с + p_{мх}$ несколько уменьшается вследствие уменьшения основного потока, а также уменьшения скорости вращения. Обычно это уменьшение не превышает 4—8%, поэтому и данные потери относят к постоянным потерям двигателя.

В противоположность потерям в стали потери в меди изменяются пропорционально квадрату тока.

Добавочные потери, как мы видели, зависят частью от тока, частью от напряжения. Для простоты считают, что они изменяются пропорционально подводимой мощности.

Рассуждая так же, как и в случае рассмотрения машин постоянного тока (см. ч. I, § 7-8), получаем, что максимум к. п. д. достигается при равенстве постоянных и переменных потерь; таким образом, соответственно перераспределяя потери, мы можем получить двигатели с различной формой кривых к. п. д. На рис. 20-16 показана типичная кривая к. п. д. асинхронного двигателя, достигающая максимума примерно при 75% номинальной нагрузки.

Для иллюстрации в табл. 20-1 приведены значения к. п. д. и коэффициента мощности для двигателей разной мощности с контактными кольцами и короткозамкнутым ротором при $n = 1000$ *об/мин* и $2p = 6$.

Таблица 20-1

Двигатели с кольцами				Двигатели с короткозамкнутым ротором			
U, в	$P_н$, квт	η, %	cos φ	U, в	$P_н$, квт	η, %	cos φ
220/380	8,0	83,0	0,80	220/380	9,1	86,0	0,825
220/380	13,5	85,0	0,81	220/380	15,2	87,1	0,835
220/380	29,0	87,0	0,845	220/380	32	89	0,855
220/380	44,0	88,2	0,870	220/380	48	90,3	0,87
220/380	67	89,5	0,88	220/380	72	90,7	0,88
220/380	100	91,5	0,88	220/380	100	91,5	0,88
6000	260	91	0,86	6000	260	91	0,85
6000	430	92,5	0,88	6000	430	92,5	0,87
6000	875	93,5	0,89	6000	875	93,5	0,88

В этой таблице следует обратить внимание на то, что к. п. д. двигателей малой мощности с короткозамкнутым ротором заметно выше, чем к. п. д. двигателей с кольцами. Некоторое, правда, мало существенное понижение к. п. д. влечет за собой повышение напряжения.

Г. Коэффициент мощности $\cos\varphi = f(P_2)$. Асинхронный двигатель, так же как и трансформатор, потребляет из сети отстающий ток, почти не зависящий от нагрузки. Поэтому его $\cos\varphi$ всегда меньше единицы. При холостом ходе $\cos\varphi$ обычно не превышает 0,2, но затем при нагрузке он довольно быстро растет (рис. 20-16) и достигает максимума при мощности, близкой к номинальной. При дальнейшем увеличении нагрузки скорость двигателя падает, соответственно чему увеличивается угол $\psi_2 = \operatorname{arctg} s\, x_2/r_2$ и уменьшаются $\cos\psi_2$ и $\cos\varphi$ (рис. 20-16). Изменение $\cos\varphi$ с изменением нагрузки отчетливее всего можно проследить по круговой диаграмме, рассматриваемой в следующей главе.

Для иллюстрации в табл. 20-1 приводятся значения $\cos\varphi$ для двигателей различных типов. Двигатели с короткозамкнутым ротором большой мощности выполняются как двигатели с глубоким пазом или двухклеточные, и их $\cos\varphi$ несколько ниже, чем у двигателей с кольцами равной мощности (подробнее см. гл. 23).

Д. Перегрузочная способность двигателя. Перегрузочной способностью асинхронного двигателя или, иначе, его опрокидывающим моментом называется отношение максимального момента двигателя к его номинальному моменту, т. е.

$$k_м = M_{max}/M_н.$$

Обычно в двигателях малой и средней мощности $k_м = 1{,}6 \div 1{,}8$. В двигателях средней и большой мощности $k_м = 1{,}8 \div 2{,}5$, в двигателях специального исполнения $k_м$ достигает 2,8—3,0 и более.

Глава двадцать первая

КРУГОВЫЕ ДИАГРАММЫ АСИНХРОННОЙ МАШИНЫ

21-1. Основные положения теории геометрических мест машин переменного тока в символической форме

Свойства машин переменного тока могут быть хорошо исследованы с помощью геометрических мест концов векторов первичного тока, когда машина последовательно проходит через различные режимы своей работы. Весьма удобным способом исследования ряда геометрических мест является метод анализа уравнений кривых в символической форме.

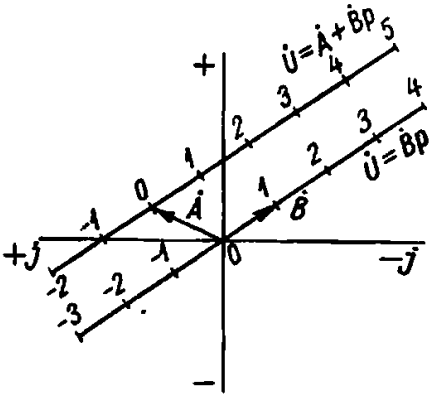


Рис. 21-1. Прямые на комплексной плоскости

А. Прямая и окружность. Если $\dot{B}$ — комплексное число, изображающее некоторый вектор, а p — вещественный параметр, принимающий любые значения в пределах $\pm\infty$, то произведение $\dot{B}p$ изображает все векторы, совпадающие по направлению с векторами $\dot{B}$ и $-\dot{B}$, и, следовательно, уравнение прямой, проходящей через начало координат, имеет вид $\dot{U}=\dot{B}p$. Соответственно уравнение прямой, проходящей параллельно вектору $\dot{B}$ через конец вектора $\dot{A}$ (рис. 21-1), имеет вид: $\dot{U}=\dot{A}+\dot{B}p$.

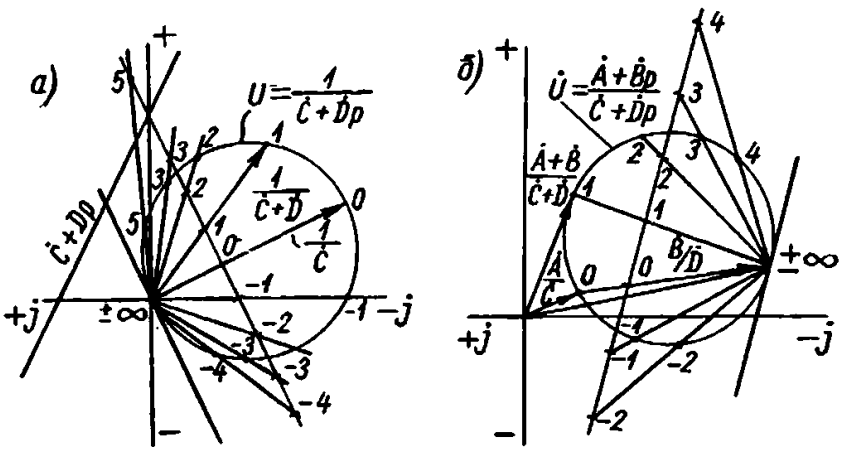


Рис. 21-2. Окружности на комплексной плоскости

При обращении прямой, выражаемой уравнением

$$\dot{U}=\dot{C}+\dot{D}p,$$

получается уравнение окружности (рис. 21-2, *а*), проходящей через начало координат и имеющей в символической форме вид:

$$\dot{U}=\frac{1}{\dot{C}+\dot{D}p},$$

где

$$\dot{C} = c_1 + jc_2; \quad \dot{D} = d_1 + jd_2.$$

Уравнение вида

$$\dot{U} = \frac{\dot{E}}{\dot{C} + \dot{D}p}$$

также выражает окружность, проходящую через начало координат, но повернутую на угол, равный аргументу комплекса $\dot{E}$, умноженному на его модуль.

При перемещении начала координат на постоянный отрезок, выражаемый комплексом $\dot{F}$, получается уравнение окружности в общем виде, не проходящей через начало координат (рис. 21-2, *б*):

$$\dot{U} = \dot{F} + \frac{\dot{E}}{\dot{C} + \dot{D}p} = \frac{\dot{A} + \dot{B}p}{\dot{C} + \dot{D}p},$$

где

$$\dot{A} = C\dot{F} + \dot{E}; \quad \dot{B} = \dot{F}\dot{D}.$$

При $p = 0$

$$\dot{U}_0 = \dot{A}/\dot{C};$$

при $p = \pm\infty$

$$\dot{U}_\infty = \dot{B}/\dot{D} = \dot{F};$$

при $p = 1$

$$\dot{U} = \frac{\dot{A} + \dot{B}}{\dot{C} + \dot{D}}.$$

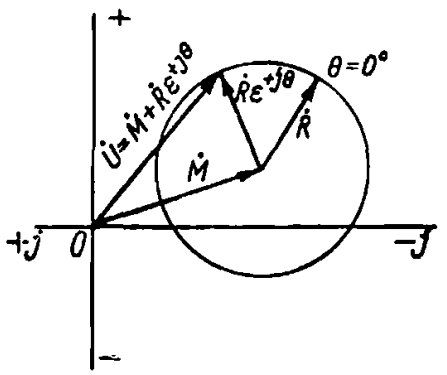


Рис. 21-3. Окружность в произвольном положении на комплексной плоскости

Уравнение окружности может быть представлено также в виде:

$$\dot{U} = \dot{M} + R\varepsilon^{j\theta} = (x_m + jy_m) + (x_r + jy_r)\,\varepsilon^{j\theta},$$

где M представляет собой вектор центра окружности, $R\varepsilon^{j\theta}$ — радиус-вектор окружности и θ — переменный угол, изменяющийся в пределах от 0 до 360° (рис. 21-3).

Соотношения между комплексными коэффициентами в уравнениях окружности имеют вид:

$$\dot{A} = \dot{M}\dot{C} + \dot{R}\dot{C}^*; \quad \dot{B} = \dot{M}\dot{D} + \dot{R}\dot{D}^*.$$

и

$$\dot{M} = \frac{\dot{A}\dot{D}^* - \dot{B}\dot{C}^*}{\dot{C}\dot{D}^* - \dot{D}\dot{C}^*}; \quad \dot{R} = \frac{\dot{B}\dot{C}^* - \dot{A}\dot{D}^*}{\dot{C}\dot{D}^* - \dot{D}\dot{C}^*}.$$

Соответственно координаты центра окружности:

$$x_m = \frac{a_1d_2 - a_2d_1 - b_1c_2 + b_2c_1}{2(c_1d_2 - c_2d_1)};$$

$$y_m = \frac{a_1d_1 + a_2d_2 - b_1c_1 - b_2c_2}{2(c_1d_2 - c_2d_1)},$$

координаты радиуса-вектора $\dot{R}$ при $0=0$:

$$x_r = \frac{a_1d_2 + a_2d_1 - b_1c_2 - b_2c_1}{2(c_1d_2 - c_2d_1)};$$

$$y_r = -\frac{a_1d_1 - a_2d_2 - b_1c_1 + b_2c_2}{2(c_1d_2 - c_2d_1)}.$$

Б. Шкала параметра для окружности. Для построения окружности нужно построить прямую $\dot{U}$ в комплексной плоскости (рис. 21-4), затем построить ее зеркальное отображение относительно оси вещественных чисел и после этого произвести обращение этой прямой. Если разметить значения параметра p на отображенной прямой $\dot{U}$, то, соединяя начало координат O ($p=\pm$

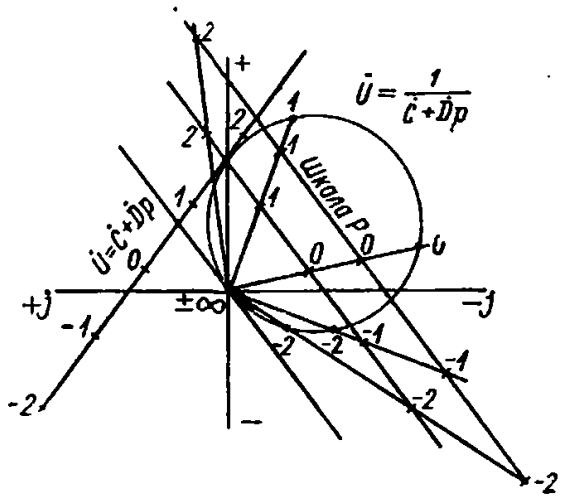


Рис. 21-4. Построение шкалы параметра для окружности

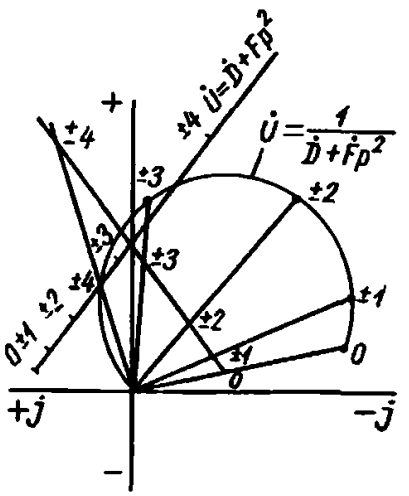


Рис. 21-5. Построение бициркулярной кривой

$\pm\infty$) прямыми с точками, соответствующими значениям параметра p, получаем на их пересечении с окружностью точки с теми же значениями параметра. Очевидно, на пересечении этих прямых со всякой другой прямой, параллельной отображенной прямой, получается такое же распределение параметра p. Шкала параметра, таким образом, может быть в общем случае построена на любой прямой, параллельной касательной в точке $p=\pm\infty$. Если известны на шкале две точки с двумя значениями параметра, например точки при $p=0$ и $p=1$, то шкала параметра может быть легко размечена для других значений p.

В. Кривые высшего порядка. В теории переменного тока имеет значение бициркулярная кривая 4-го порядка, выражаемая уравнением

$$\dot{U} = \frac{\dot{A} + \dot{B}p + \dot{C}p^2}{\dot{D} + \dot{E}p + \dot{F}p^2}.$$

Наибольшее значение имеет бициркулярная кривая, представляющая собой ограниченный участок окружности с двузначным значением параметра p (рис. 21-5). В этом случае постоянные

члены $\dot{B}$ и $\dot{E}$ равны нулю и

$$\dot{U} = \frac{\dot{A} + \dot{C}p^2}{\dot{D} + \dot{F}p^2}.$$

Г. Простейшие кривые высшего порядка. Эллипс. Уравнение эллипса может быть представлено в виде двух окружностей (рис. 21-6), имеющих общий центр и различные диаметры с ра-

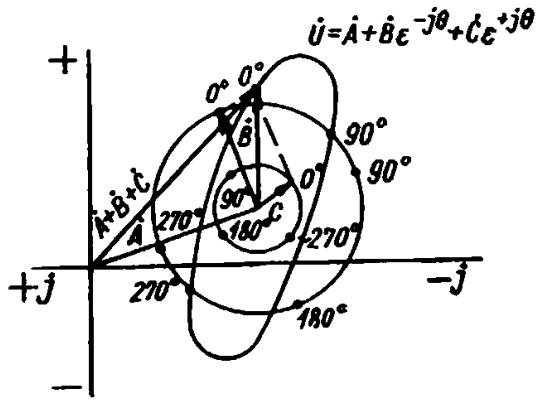


Рис. 21-6. Построение эллипса

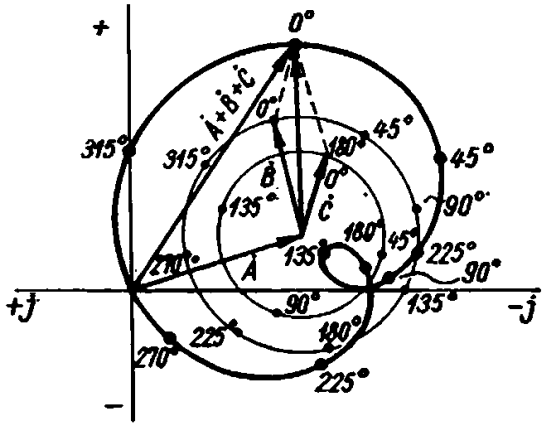


Рис. 21-7. Построение улитки Паскаля

диусами, перемещающимися в различные стороны при изменении угла θ:

$$\dot{U} = \dot{A} + \dot{B}\varepsilon^{-j\theta} + \dot{C}\varepsilon^{+j\theta}.$$

Большая полуось эллипса равна $B+C$, и малая $B—C$.

Улитка Паскаля. Если из общего центра провести две окружности различного диаметра с радиусами-векторами, перемещающимися в одну и ту же сторону, причем поворот радиуса-вектора одной окружности в два раза больше, чем другой, то геометрически суммирующиеся векторы образуют кривую в виде улитки Паскаля (рис. 21-7), уравнение которой имеет вид:

$$\dot{U} = \dot{A} + \dot{B}\varepsilon^{-j\theta} + \dot{C}\varepsilon^{-j2\theta}.$$

21-2. Уточненная круговая диаграмма

А. Предварительные замечания. Рабочие и другие характеристики асинхронной машины, определяющие ее свойства, могут быть получены путем опытного исследования машины под нагрузкой. Однако испытание под нагрузкой в ряде случаев трудно осуществимо или даже невозможно, например в условиях изготовления машин большой мощности на электромашиностроительных заводах. В подобных случаях характеристики машины могут быть установлены при помощи ее круговой диаграммы, построенной на основании данных сравнительно легко осуществимых опытов холостого хода и короткого замыкания.

Круговая диаграмма может быть также построена на основании расчетных данных машины для получения расчетных рабочих и других характеристик.

Круговая диаграмма представляет собой геометрическое место концов вектора первичного тока машины I_1 при $U_1=\text{const}$ и при изменении скольжения в пределах $-\infty \leqslant s \leqslant +\infty$. Это геометрическое место, как будет показано ниже, представляет собой окружность только в том случае, когда активные и индуктивные сопротивления машины можно считать постоянными, не зависящими от величины тока и скольжения. Последнее с известным приближением справедливо для машин нормальной конструкции, т. е. для машин с контактными кольцами и одиночной беличьей клеткой из стержней круглого сечения.

В настоящей главе рассматриваются круговые диаграммы машин с постоянными параметрами. В конце главы освещается вопрос об отклонении круговой диаграммы машин нормальной конструкции от окружности. Диаграммы машин с существенно нелинейными параметрами (двигатели с глубоким пазом, двухклеточные двигатели) рассматриваются в гл. 23.

Б. Построение круговой диаграммы. Уточненная круговая диаграмма основывается на уточненной Г-образной схеме замещения (рис. 19-7, *б*), в которой поправочный коэффициент σ_1 принимается за вещественное число σ_1 [см. равенство (19-28)]. В этой схеме

$$R_1=r_1\sigma_1; \quad R_2=r_2'\sigma_1^2; \quad X_1=x_1\sigma_1; \quad X_2=x_2'\sigma_1^2; \quad \dot{I}_2''=\dot{I}_2' : \sigma_1.$$

Так как в выражение для сопротивления ответвленной цепи скольжение s не входит, то ток в этой цепи при $U_1=$ const остается неизменным при всех изменениях скольжения s и, следовательно, при всех режимах изменения нагрузки асинхронной машины. В главной цепи все активные и индуктивные сопротивления включены последовательно, причем скольжение s входит только в знаменатель полного активного сопротивления R_2/s; поэтому изучение изменения режимов работы асинхронной машины при изменении переменного параметра s получается достаточно простым и удобным. Для получения результирующего вектора тока первичной цепи $\dot{I}_1$ нужно в этом случае добавить геометрически к неизменному вектору тока ответвленной цепи $\dot{I}_{00}$ переменный вектор тока главной цепи $-\dot{I}_2''$, изменяющийся вместе с изменением скольжения s:

$$\dot{I}_1=\dot{I}_{00}+(-\dot{I}_2'').$$

Очевидно, в этом случае достаточно найти закон перемещения конца вектора тока $-\dot{I}_2''$ при изменении s, так как тем самым получим одновременно и закон перемещения конца вектора тока $\dot{I}_1$, совпадающего с концом вектора $-\dot{I}_2''$.

Выделим из схемы замещения рис. 19-7, *б* главную цепь, результирующее полное сопротивление которой $Z_п$ зависит от сколь-

жения s (рис. 21-8). Для тока главной цепи может быть написано уравнение

$$-\dot{I}_2'' = \frac{\dot{U}_1}{Z_п} = \frac{\dot{U}_1}{\left(R_1 + \frac{R_2}{s}\right) + j\,(X_1 + X_2)}. \qquad (21\text{-}1)$$

Соответственно

$$\operatorname{tg}\psi_2'' = \frac{X_1 + X_2}{R_1 + \frac{R_2}{s}}; \quad \sin\psi_2'' = \frac{X_1 + X_2}{Z_п}; \quad \cos\psi_2'' = \frac{R_1 + \frac{R_2}{s}}{Z_п}. \qquad (21\text{-}2)$$

Направим на рис. 21-9, *а* ось ординат по линии OA и расположим под углом ψ_2'' к ней вектор тока $\overline{OB} = -I_2''$. Восстановим из конца B этого вектора перпендикуляр до пересечения с осью абсцисс в точке C и с осью ординат в точке A. Отсекаемый этим перпендикуляром на оси абсцисс отрезок

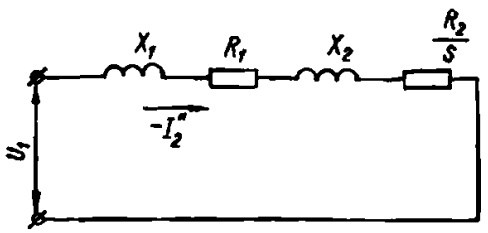


Рис. 21-8. Главная цепь Г-образной схемы замещения

$$OC = \frac{OB}{\sin\psi_2''} = \frac{U_1}{Z_п}\,\frac{Z_п}{X_1 + X_2} = \frac{U_1}{X_1 + X_2} = \frac{U_1}{X_к}.$$

Так как мы принимаем, что величины индуктивных сопротивлений X_1 и X_2 не зависят от величины тока $-I_2''$, а следовательно, и от скольжения s, то отрезок $OC = \text{const}$ при любых значениях $-\dot{I}_2''$ и s.

Так как дугой, вмещающей один и тот же угол $\angle OBC = 90°$, является полуокружность, то, следовательно, конец вектора тока $-\dot{I}_2''$ при изменении скольжения s в пределах $-\infty \leqslant s \leqslant +\infty$ опишет окружность. Отложив от точки O влево отрезок $\overline{OO'} = I_{00}$, т. е. значение тока холостого хода при $s = 0$, получим в виде замыкающего отрезка $\overline{O'B}$ вектор первичного тока $\dot{I}_1$, конец которого также будет описывать ту же самую окружность.

Диаметр окружности $D = OC$, очевидно, равен:

$$D = \frac{U_1}{X_1 + X_2} = \frac{U_1}{X_к}. \qquad (21\text{-}3)$$

Отрезок OA, отсекаемый на оси ординат рис. 21-9, *а* перпендикуляром к концу вектора тока $\overline{OB} = I_2''$, равен

$$OA = \frac{OB}{\cos\psi_2''} = \frac{U_1}{Z_п}\,\frac{Z_п}{R_1 + \frac{R_2}{s}} = \frac{U_1}{R_1 + \frac{R_2}{s}}. \qquad (21\text{-}4)$$

Отсюда следует, что когда окружность тока найдена, то на ней легко может быть при любом заданном значении скольжения най-

дена точка, соответствующая концам векторов $-\dot{I}_2''$ и $\dot{I}_1$ при данном скольжении s. Для этого нужно отложить на оси ординат отрезок $OA=\frac{U_1}{R_1+R_2/s}$ и соединить точку A с постоянной по положению точкой C. Очевидно, точка B пересечения линии AC с окружностью тока даст искомую точку конца вектора тока. Вместо проведения прямой AC можно также на отрезке OA как на диаметре построить окружность и найти ее пересечение с окружностью тока в той же точке B.

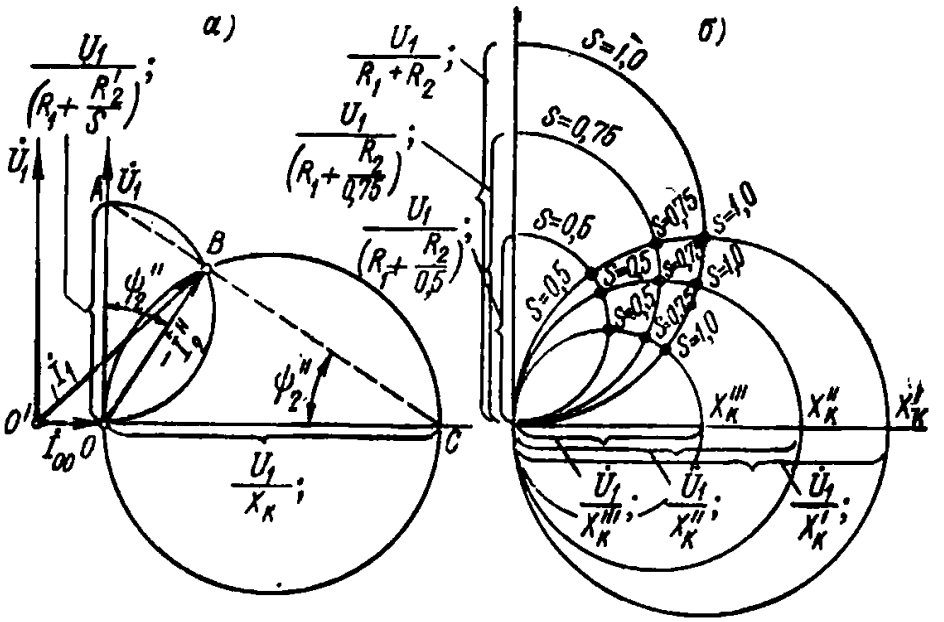


Рис. 21-9. Приближенные круговые диаграммы асинхронной машины

При $s=0$ точка A согласно (21-4) совпадает с началом координат. Поэтому при синхронном холостом ходе, как и следовало ожидать, $-\dot{I}_2''=0$ и $\dot{I}_1=\dot{I}_{00}$. При коротком замыкании $s=1{,}0$ и согласно (21-4)

$$[OA]_{s=1}=\frac{U_1}{R_1+R_2},$$

а при $s=\pm\infty$

$$[OA]_{s=\pm\infty}=\frac{U_1}{R_1}.$$

Таким образом, откладывая на оси ординат отрезки, соответствующие различным скольжениям, можем определить на окружности тока точки, соответствующие любым скольжениям.

Диаметр круговой диаграммы согласно (21-3) обратно пропорционален индуктивному сопротивлению короткого замыкания $X_к$. При возрастании величины $X_к$ диаметр окружности тока уменьшается, и, наоборот, при уменьшении $X_к$ диаметр окружности тока возрастает. На рис. 21-9, *б* представлены окружности

тока для трех различных значений индуктивного сопротивления $X_к$.

Из выражения для диаметра вспомогательной окружности (21-4) следует, что при изменении полного индуктивного сопротивления короткого замыкания $X_к$ при постоянном скольжении $s=\text{const}$ конец вектора тока также опишет окружность, но уже на диаметре OA с центром, находящимся на оси ординат. На рис. 21-9, *б* даны окружности тока для трех различных значений скольжения: $s=0{,}5$; $s=0{,}75$ и $s=1{,}0$.

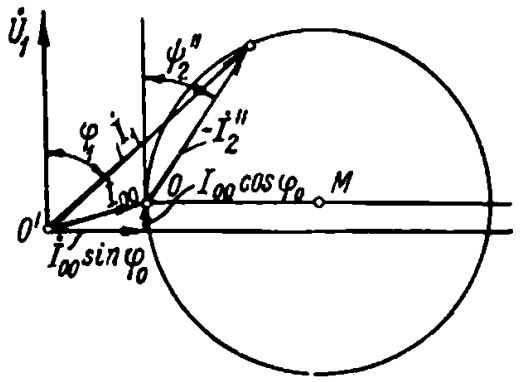


Рис. 21-10. Приближенная круговая диаграмма асинхронной машины с учетом активной составляющей тока холостого хода

Активная составляющая тока холостого хода при $s=0$, т. е. тока ответвленного контура схемы рис. 19-7, на основании формулы (19-20)

$$I_{00a}=I_{00}\cos\varphi_0=\frac{U_1}{z_m'}\frac{r_1+r_m}{z_m'}=$$

$$=\frac{U_1(r_1+r_m)}{z_m'^2},$$

а индуктивная составляющая

$$I_{00r}=I_{00}\sin\varphi_0=\frac{U_1}{z_m'}\frac{x_1+x_m}{z_m'}=\frac{U_1(x_1+x_m)}{z_m'^2}.$$

Откладывая от точки O начала вектора тока $-\dot{I}_2''$ по оси ординат активную составляющую тока $\dot{I}_{00a}$, а параллельно оси абсцисс — реактивную составляющую $\dot{I}_{00r}$ (рис. 21-10), получаем начало координат для начала вектора тока $\dot{I}_1$, описывающего своим концом ту же окружность, какую описывает конец вектора тока $-\dot{I}_2''$.

Заметим здесь, что иногда пользуются менее точной круговой диаграммой, чем рассмотренная в этом пункте, принимая, что диаметр круговой диаграммы

$$D=\frac{U_1}{x_1+x_2'}.$$

Назовем эту круговую диаграмму упрощенной. Она получается при вынесении намагничивающего контура на первичные зажимы без введения поправочных коэффициентов σ_1 и σ_1^2 к параметрам главной цепи.

В отличие от упрощенной, круговую диаграмму, рассматриваемую в настоящем параграфе и основанную на Г-образной схеме замещения с введением действительных поправочных коэффициентов σ_1 и σ_1^2, мы называем уточненной.

В. Выражение потерь и мощности отрезками линий в круговой диаграмме. На рис. 21-11 представлена уточненная круговая диаграмма, соответствующая уточненной Г-образной схеме замещения асинхронной машины (рис. 19-7). На круговой диаграмме отмечены 1) точка F, соответствующая $s=\pm\infty$; 2) точка A, соответствующая $s=1{,}0$; 3) точка O, соответствующая $s=0$, и 4) точка E, соответствующая нагрузке в режиме двигателя ($0<s<1{,}0$).

Дуга OEA круговой диаграммы соответствует режиму двигателя ($0<s<1$), дуга AFN — режиму электромагнитного тормоза ($1<s<\infty$) и дуга $OE'N$ — режиму генератора ($-\infty<s<1$).

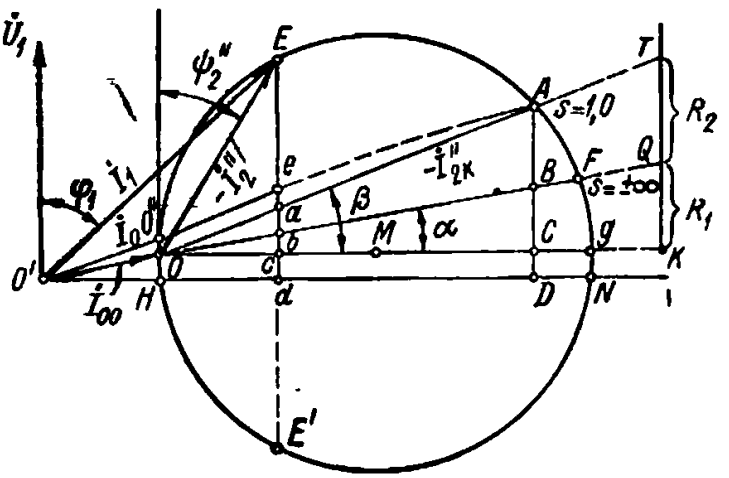


Рис. 21-11. Определение потерь и мощностей из уточненной круговой диаграммы, соответствующей схеме замещения рис. 19-7

Поскольку введение поправочных коэффициентов σ_1 и σ_1^2 изменяет индуктивные сопротивления лишь количественно, круговая диаграмма в этом случае также имеет форму окружности с диаметром

$$D=\frac{U_1}{x_1\sigma_1+x_2'\sigma_1^2}=\frac{U_1}{X_1+X_2}.$$

Соединим точки A и F круговой диаграммы рис. 21-11 с точкой O и опустим из точек A и E перпендикуляры на ось абсцисс. При этом получаем изображенные на рис. 21-11 точки пересечения a, b, c, d и A, B, C, D.

Покажем сначала, что если мы проведем на диаграмме рис. 21-11 какую-либо вертикальную линию, то линии OA, OF и линия диаметра Og отсекут на этой вертикальной линии отрезки, пропорциональные сопротивлениям R_1 и R_2, а отрезок диаметра круговой диаграммы от точки O до указанной вертикальной линии представит с тем же коэффициентом пропорциональности сопротивление $X_к=X_1+X_2$. Подтвердим сказанное на примере вертикальной линии AC.

При $s=1$ ток I_2'' равен

$$[I_2'']_{s=1}=\frac{U_1}{z_к}=\frac{U_1}{\sqrt{R_к^2+X_к^2}}=\frac{U_1}{\sqrt{(R_1+R_2)^2+(X_1+X_2)^2}}.$$

Тангенс угла сдвига этого тока от напряжения U_1, с одной стороны, равен $X_к:R_к$. С другой стороны, этот угол на рис. 21-11 равен $\angle OAC$, тангенс которого равен $OC:AC$. Следовательно,

$$\frac{OC}{AC}=\frac{X_к}{R_к}=\frac{X_1+X_2}{R_1+R_2}. \qquad (21\text{-}5)$$

При $s=\infty$ сопротивление главной цепи схемы замещения рис. 19-7 равно $R_1+jX_к$, так как $R_2/s=0$, и ток

$$[I_2'']_{s=\infty}=\frac{U_1}{\sqrt{R_1^2+X_к^2}}.$$

Проведя аналогичные рассуждения о тангенсе угла $[\psi_2'']_{s=\infty}=\angle OBC$, получим:

$$\frac{OC}{BC}=\frac{X_к}{R_1}=\frac{X_1+X_2}{R_1}. \qquad (21\text{-}6)$$

Таким образом, если в определенном масштабе $OC=X_1+X_2=X_к$, то в том же масштабе $AC=R_1+R_2=R_к$ и $BC=R_1$, а следовательно, также $AB=AC-BC=R_к-R_1=R_2$.

На рис. 21-11 сопротивления $X_к$, R_1 и R_2 изображены отрезками OK, KQ и QT.

Докажем теперь, что отрезки ab, bc и cd изображают в определенном масштабе отдельные потери машины при данном s, соответствующем нагрузочной точке E, а отрезки AB, BC и CD изображают в том же масштабе потери при $s=1{,}0$.

Из геометрического построения (рис. 21-11) имеем:

$$I_{2к}''^2=m_i^2OA^2=m_i^2OgOC;$$

$$\operatorname{tg}\beta=\frac{AC}{OC}=\frac{R_1+R_2}{X_1+X_2};$$

$$m_iOg=\frac{U_1}{X_к},$$

где m_i — масштаб тока, т. е. количество единиц тока (ампер) на единицу длины отрезка диаграммы.

Из приведенных соотношений получим:

$$AC=OC\operatorname{tg}\beta=\frac{OA^2}{Og}\frac{R_1+R_2}{X_1+X_2}=\frac{I_{2к}''^2X_кm_i}{m_i^2U_1}\frac{R_1+R_2}{X_к}=\frac{1}{U_1m_i}I_{2к}''^2(R_1+R_2).$$

Поскольку при $s=1$ потери в машине, соответствующие току I_2'' главной цепи схемы замещения рис. 19-7,

$$p_{м.к}=m_iI_{2к}''^2(R_1+R_2), \qquad (21\text{-}7)$$

то, согласно полученному выражению для отрезка AC,

$$p_{м.к} = m_p AC, \tag{21-8}$$

где

$$m_p = m_1 U_1 m_i \tag{21-9}$$

представляет собой масштаб мощности круговой диаграммы.

Потери $p_{м.к}$ представляют собой с достаточно большой точностью потери короткого замыкания машины при том напряжении, для которого построена круговая диаграмма.

Из рис. 21-11 имеем далее:

$$\operatorname{tg}\alpha = \frac{R_1}{X_к} = \frac{BC}{OC},$$

и, следовательно,

$$BC = OC \operatorname{tg}\alpha = \frac{OA^2}{Og}\frac{R_1}{X_к} = \frac{1}{U_1 m_i} I''^2_{2к} R_1;$$

$$AB = AC - BC = \frac{1}{U_1 m_i} I''^2_{2к}(R_1 + R_2) - \frac{1}{U_1 m_i} I''^2_{2к} R_1 = \frac{1}{U_1 m_i} I''^2_{2к} R_2,$$

откуда для потерь короткого замыкания в первичной и вторичной обмотках машины с той же степенью точности получим:

$$\left.\begin{aligned} p_{м1к} &= m_1 I''^2_{2к} R_1 = m_p BC; \\ p_{м2к} &= m_1 I''^2_{2к} R_2 = m_p AB. \end{aligned}\right\} \tag{21-10}$$

Рассмотрим теперь нагрузочный двигательный режим при $0 < s < 1{,}0$, выражаемый точкой E на круговой диаграмме рис. 21-11.

Из геометрического построения в этом случае имеем:

$$OE^2 = Og \cdot Oc;$$

$$\operatorname{tg}\beta = \frac{R_1 + R_2}{X_к} = \frac{ac}{Oc};$$

$$\operatorname{tg}\alpha = \frac{R_1}{X_к} = \frac{bc}{Oc},$$

откуда

$$ac = Oc \operatorname{tg}\beta = \frac{OE^2}{Og}\frac{R_1 + R_2}{X_к} = \frac{1}{U_1 m_i} I''^2_2 (R_1 + R_2);$$

$$bc = Oc \operatorname{tg}\alpha = \frac{OE^2}{Og}\frac{R_1}{X_к} = \frac{1}{U_1 m_i} I''^2_2 R_1;$$

$$ab = ac - bc = \frac{1}{U_1 m_i} I''^2_2 R_2,$$

и, следовательно, потери в меди первичной и вторичной обмоток и суммы этих потерь при данном режиме:

$$\left.\begin{aligned} p_{м1} &= m_1 I''^2_2 R_1 = m_p bc; \\ p_{м2} &= m_1 I''^2_2 R_2 = m_p ab; \\ p_м &= p_{м1} + p_{м2} = m_p ac, \end{aligned}\right\} \tag{21-11}$$

где m_p — тот же масштаб мощности.

Потери синхронного холостого хода машины, равные потерям ответвленной цепи схемы рис. 19-7, увеличенным в m_1 раз, найдутся аналогичным образом:

$$p_0 = m_1 I_{00}^2 (r_1 + r_m) = m_1 U_1 m_i OH = m_p OH = m_p cd. \qquad (21\text{-}12)$$

Таким образом, отрезок bc выражает в установленном ранее для короткого замыкания масштабе потери в первичной обмотке машины при данном токе I_2'', отрезок ab — в том же масштабе потери во вторичной обмотке, а отрезок cd — потери холостого хода, состоящие из потерь холостого хода в обмотке статора и потерь в стали.

При помощи найденных отрезков, выражающих потери, можно найти также отрезки, выражающие мощности.

Подведенная к асинхронному двигателю мощность

$$P_1 = m_1 U_1 I_1 \cos \varphi_1 = m_1 U_1 m_i Ed = m_p Ed. \qquad (21\text{-}13)$$

Таким образом, отрезок Ed выражает подведенную к двигателю мощность в том же масштабе, в котором ранее были определены потери.

Механическая мощность на роторе двигателя

$$P_{мх} = P_1 - p_0 - p_м = P_1 - m_1 I_{00}^2 (r_1 + r_m) - m_1 I_2''^2 (R_1 + R_2).$$

Так как Ed выражает мощность P_1, отрезок cd — потери синхронного холостого хода, а отрезок $ac = bc + ab$ выражает потери при нагрузке в обмотках, то, очевидно, отрезок

$$Ea = Ed - cd - ac$$

выражает мощность

$$P_{мх} = m_p Ea. \qquad (21\text{-}14)$$

Если к $P_{мх}$ добавить $p_{м2}$, то получится электромагнитная мощность $P_{эм}$; следовательно, отрезок

$$Eb = Ea + ab$$

выражает в установленном выше масштабе мощность

$$P_{эм} = m_p Eb, \qquad (21\text{-}15)$$

а также электромагнитный момент вращения $M_{эм}$ в масштабе

$$m_м = \frac{m_p}{2\pi n_1} = \frac{p m_p}{2\pi f_1} \qquad (21\text{-}16)$$

при измерении момента в ньютон-метрах и в масштабе

$$m_м = \frac{p m_p}{9{,}81 \cdot 2\pi f_1} \qquad (21\text{-}17)$$

при измерении его в килограмм-метрах.

Таким образом, электромагнитный момент при данной нагрузке

$$M_{эм} = m_м Eb. \qquad (21\text{-}18)$$

Так как скольжение s равно отношению вторичных потерь в меди к электромагнитной мощности, то

$$s = \frac{p_{м2}}{P_{эм}} = \frac{ab}{Eb}. \qquad (21\text{-}19)$$

В предыдущем рассмотрении нами были приняты во внимание все потери, за исключением механических (на трение и вентиляцию) $p_{мх}$ и добавочных $p_д$. Так как и те и другие потери могут рассматриваться как некоторый добавочный тормозной момент, приложенный к валу, то сумма этих потерь может быть выражена некоторым общим членом $p_{мх.д}$. Очевидно, при реальном холостом ходе двигателя добавочный тормозной момент, вызванный этими потерями, должен увеличить активную составляющую тока холостого хода и заставить вращаться ротор с некоторым весьма небольшим скольжением s_0. Таким образом, при реальном холостом ходе конец вектора тока холостого хода будет несколько выше точки O со скольжением $s=0$ и займет положение, например, точки O'' на рис. 21-11.

В пределах нормальных нагрузок и перегрузок асинхронного двигателя его скольжение, не превосходящее обычно 3—5%, столь мало влияет на скорость вращения, что механические и добавочные потери, зависящие от скорости вращения в степени 1,5, могут считаться неизменными. Поэтому в этом диапазоне сумма потерь $p_{мх.д}$ может быть учтена отрезком, параллельным оси ординат, между линией OA и параллельной ей линией $O''e$, проходящей через точку O''. При значительных перегрузках, когда скольжение начинает резко возрастать, а скорость вращения уменьшаться, параллельность должна нарушиться и эти линии начнут сближаться, чтобы встретиться в точке A со скольжением $s=1{,}0$, как это показано в виде штриховой линии.

Для выбранной нами точки E потери $p_{мх.д}$ могут быть выражены в установленном ранее масштабе отрезком $ea=OO''$:

$$p_{мх.д} = p_{мх} + p_д = m_p ea. \qquad (21\text{-}20)$$

Таким образом, полезная мощность на валу $P_2 = P_{мх} - p_{мх.д}$ выражается соответствующим отрезком $Ee = Ea - ea$:

$$P_2 = m_p Ee. \qquad (21\text{-}21)$$

К. п. д. двигателя $\eta = P_2/P_1$ поэтому выражается отношением отрезков Ee и Ed:

$$\eta = \frac{Ee}{Ed}. \qquad (21\text{-}22)$$

Приведенный выше анализ элементов круговой диаграммы позволяет выявить значение различных линий, участвующих в построениях. Поскольку перпендикуляр, опущенный на ось абсцисс, дает в определенном масштабе первичную подведенную к двигателю мощность, эта ось может быть названа линией пер-

вичной мощности, удовлетворяющей уравнению $P_1=0$. Таким же образом линия OF, соединяющая точки окружности со скольжениями $s=0$ и $s=\pm\infty$, является линией электромагнитной мощности, удовлетворяющей уравнению $P_{эм}=0$. Линия OA, соединяющая точки $s=0$ и $s=1{,}0$, является линией механической мощности, удовлетворяющей уравнению $P_{мх}=0$. Наконец, линия $O''e$ является линией полезной мощности $P_2=0$.

В нашем случае мы определяем мощности $P_{эм}$, $P_{мх}$ и P_2 отрезками между точкой, лежащей на окружности, и соответствующей линией мощности $P_{эм}=0$, $P_{мх}=0$ и $P_2=0$, но вместо этого со-

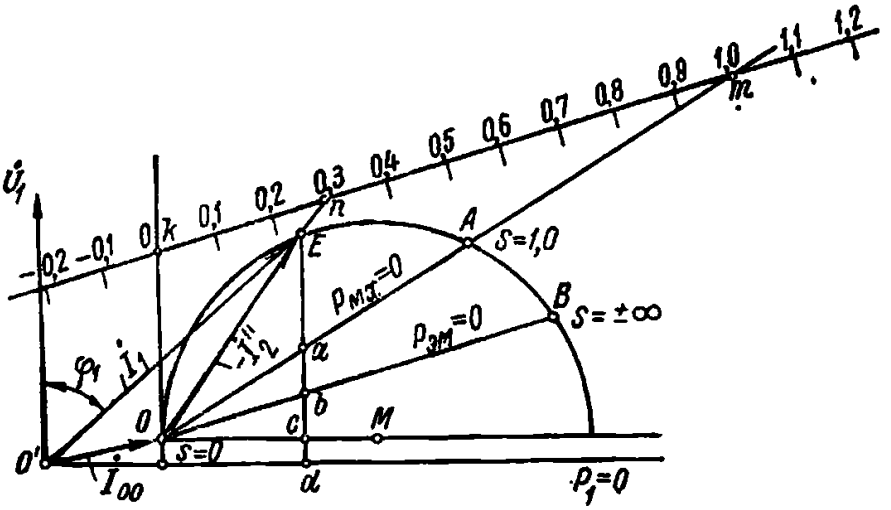


Рис. 21-12. Построение шкалы скольжения

гласно общей теории круговых диаграмм, рассматриваемой в теоретических основах электротехники, можно было бы из данной точки окружности опускать перпендикуляр на каждую из линий мощности. Эти перпендикуляры также выражали бы мощности в некоторых определенных, но для каждой линии мощности различных масштабах, и поэтому вышеописанный способ, при котором все мощности и потери имеют один и тот же масштаб, является более удобным.

Г. Построение шкалы скольжений. Проведем касательную Ok к окружности (рис. 21-12) в точке O со скольжением $s=0$ и линию knm, параллельную линии OB электромагнитной мощности $P_{эм}=0$, на таком расстоянии, чтобы отрезок km удобно делился на 100 частей. Докажем, что продолжение линии вторичного тока $-I_2''$ отметит в точке n на полученной таким образом шкале km скольжение, соответствующее точке E.

Треугольники Okm и Oab подобны, так как две стороны их параллельны, а третья — общая. Отсюда вытекает следующая пропорция:

$$\frac{ab}{Ob}=\frac{Ok}{km}.$$

На том же основании $\triangle Okn$ подобен $\triangle OEb$, откуда следует пропорция

$$\frac{Ob}{Eb} = \frac{kn}{Ok}.$$

Перемножая эти две пропорции, получаем:

$$\frac{ab}{Eb} = \frac{kn}{km}.$$

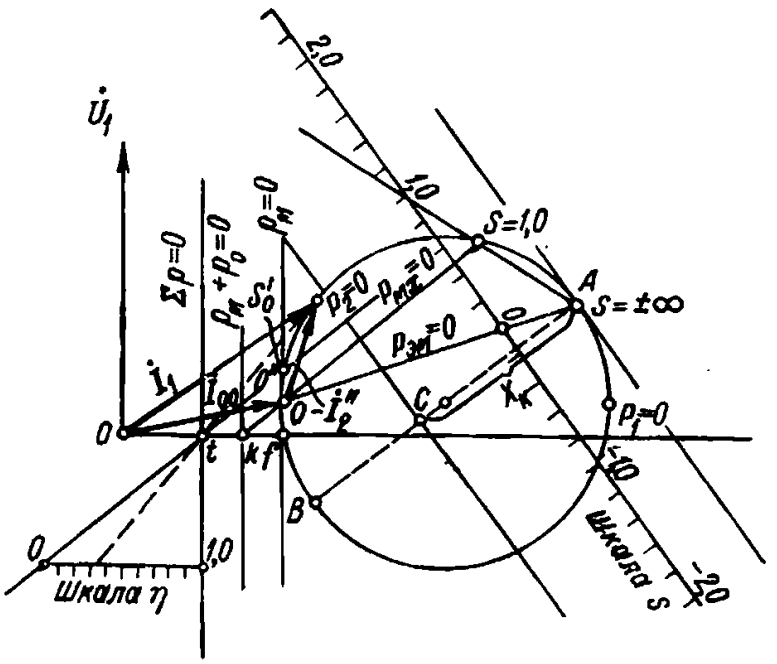


Рис. 21-13. Построение шкалы скольжения на основе общих уравнений окружности

Но ранее было показано, что скольжение

$$s = \frac{p_{м2}}{P_{эм}} = \frac{ab}{Eb},$$

откуда следует, что

$$\frac{kn}{km} = s.$$

Участок шкалы km дает скольжения для двигательного режима работы асинхронной машины. Если продолжить шкалу скольжения km в обе стороны и разметить ее в том же масштабе, что и на участке km, то вправо от точки m получатся значения $s>1,0$, а влево от точки k — отрицательные: $s<0$. Скольжениям в пределах $1<s<+\infty$ соответствует тормозной режим работы асинхронной машины, а отрицательным ($s<0$) — генераторный режим ее работы.

Шкалу скольжения можно построить и другими способами, например исходя из общих уравнений окружности, представляющей собой геометрическое место с переменным параметром s. Эта

окружность может быть обращена в прямую, параллельную касательной в точке $s=\pm\infty$, с равномерно распределенным по ней параметром s и находящейся от точки $s=\pm\infty$ на расстоянии

$$AC=\frac{U_1}{AB}=\frac{U_1}{X_к}$$

(рис. 21-13). Очевидно, всякая другая прямая, параллельная касательной в точке $s=\pm\infty$, также может служить шкалой для s (рис. 21-4). Скольжение отсчитывается в точке пересечения вектора $\dot{I}_2''$ или его продолжения со шкалой скольжения. Указанная

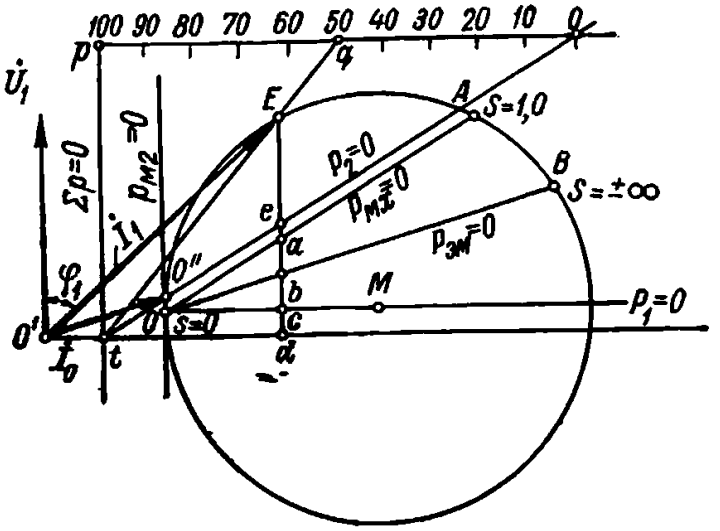


Рис. 21-14. Построение шкалы к. п. д. для двигательного режима

шкала может дать даже более точный учет скольжения при малых нагрузках, так как линии, соединяющие конец вектора тока $-\dot{I}_2''$ с точкой $s=\pm\infty$, могут быть проведены в данном случае с большей точностью, чем при соединении их с точкой $s=0$, как при ранее описанном методе, где они очень близки к касательной в этой точке.

Д. Построение шкалы к. п. д. Для построения шкалы к. п. д. продолжаем линию $P_2=0$ (рис. 21-14) до пересечения с линией $P_1=0$ (осью абсцисс) в точке t. Через эту точку t проводим линию tp, параллельную оси ординат, которая представит собой линию суммарных потерь $\Sigma p=0$. Проведем линию pr, параллельную линии $P_1=0$, на таком расстоянии, чтобы отрезок pr делился на 100 частей.

Треугольник tpr подобен треугольнику ted, так как две стороны этих треугольников параллельны, а третьи стороны лежат на общей линии. Из подобия этих треугольников вытекает пропорция

$$\frac{ed}{td}=\frac{tp}{pr}.$$

Треугольники tpq и tEd подобны на тех же основаниях, что и ранее рассмотренные треугольники. Из подобия их вытекает следующая пропорция:

$$\frac{td}{Ed} = \frac{pq}{tp}.$$

Перемножая полученные две пропорции, находим:

$$\frac{ed}{Ed} = \frac{pq}{pr}.$$

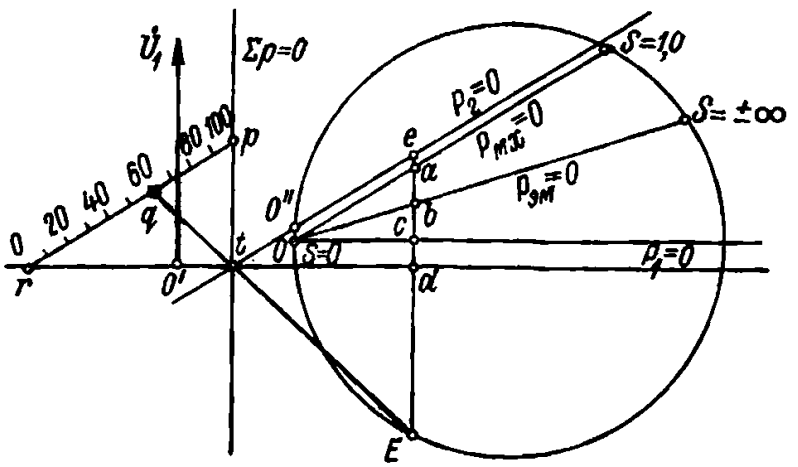


Рис. 21-15. Построение шкалы к. п. д. для генераторного режима

Из этой пропорции может быть получена производная пропорция

$$\frac{Ed - ed}{Ed} = \frac{pr - pq}{pr}$$

или

$$\frac{Ee}{Ed} = \frac{qr}{pr}.$$

Ранее было установлено, что к. п. д. для двигательного режима

$$\eta = \frac{P_2}{P_1} = \frac{Ee}{Ed},$$

и, следовательно,

$$\eta = \frac{qr}{pr},$$

т. е. отрезок pr является шкалой к. п. д. для двигательного режима.

Шкала к. п. д. для генераторного режима работы асинхронной машины строится способом, сходным со способом для двигательного режима (рис. 21-15).

Проводим на рис. 21-15 линию подведенной механической мощности $P_2=0$ до пересечения в точке t с линией подведенной

к машине электрической мощности P_1. Затем так же, как и для двигателя, проводим линию tp, параллельную оси ординат, которая представит собой линию $\Sigma p=0$. Так как в генераторном режиме полезной мощностью явится первичная мощность P_1, отдаваемая в сеть, то теперь линия шкалы к. п. д. pr проводится между линиями $\Sigma p=0$ и $P_1=0$ параллельно линии $P_2=0$, которая в данном случае в отличие от двигательного режима является линией подведенной к двигателю мощности.

Треугольник ted на рис. 21-15 подобен треугольнику rpt, так как все стороны этих треугольников параллельны. На основании подобия этих треугольников можно написать:

$$\frac{ed}{et}=\frac{tp}{rp}.$$

Треугольники teE и qpt подобны на тех же основаниях, что и предыдущие треугольники, поэтому может быть написана следующая пропорция:

$$\frac{et}{eE}=\frac{qp}{tp}.$$

Перемножая обе эти пропорции, получаем новую:

$$\frac{ed}{eE}=\frac{qp}{rp}.$$

Из этой пропорции может быть составлена производная пропорция

$$\frac{eE-ed}{eE}=\frac{rp-qp}{rp}$$

или

$$\eta=\frac{dE}{eE}=\frac{rq}{rp}.$$

При генераторном режиме для к. п. д. может быть написано следующее выражение:

$$\eta=\frac{rq}{rp},$$

т. е. отрезок rp является шкалой к. п. д. для генераторного режима асинхронной машины.

Описанный выше метод построения шкалы к. п. д. для двигательного и генераторного режимов работы асинхронной машины (рис. 21-14 и 21-15) дает наиболее точные результаты при малых скольжениях, соответствующих условиям работы машины в пределах ее нормальных нагрузок и перегрузок. Если же желательно, чтобы наиболее точные значения к. п. д. получились при больших скольжениях, приближающихся к $s=1{,}0$ и $s=-1{,}0$, то правильнее линию $P_2=0$ проводить не параллельно линии $P_{мх}=0$, как это было принято при построении шкал к. п. д. на рис. 21-14 и 21-15, а представлять линию $P_2=0$ в виде прямой, проходящей

через точку O'' (конец вектора действительного тока холостого хода) и точку A со скольжением $s=1{,}0$ (рис. 21-16). В остальном построение остается прежним. Очевидно, при построении круговой диаграммы по рис 21-16 определение к. п. д. для малых скольжений будет несколько менее точным, чем по круговым диаграммам на рис. 21-14 и 21-15.

Вышеприведенное построение шкалы к. п. д. следует также из рассмотрения уточненной схемы замещения (рис. 19-14). Действительно, потери асинхронного двигателя в этом случае составляются из потерь главной цепи с током $-I_2''$ и потерь ответвленной цепи с током I_{00}. Так как главная цепь состоит из последовательно

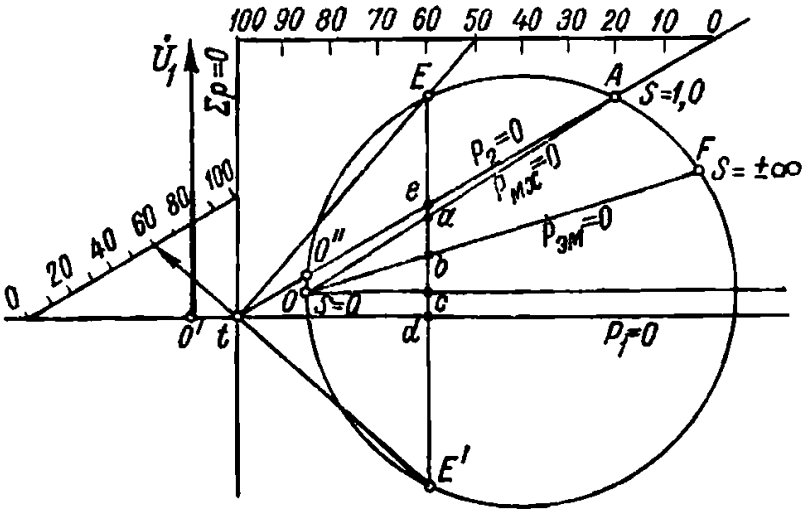


Рис. 21-16. Построение шкалы для более точного определения к. п. д. при больших скольжениях

соединенных сопротивлений $R_к=R_1+R_2$, то линия потерь в меди $p_м=0$ выражается касательной в точке O (рис. 21-13). Потери в ответвленной цепи выражаются отрезком Of, поэтому для получения суммарных потерь нужно продолжить линию вторичной мощности $P_{мх}=0$ до пересечения в точке k с осью абсцисс, представляющей собой линию первичной мощности $P_1=0$; тогда линия, параллельная линии $p_м=0$, представит собой линию суммарных потерь обоих контуров $p_м+p_0=0$. Для учета механических и добавочных потерь двигателя нужно принять во внимание, что при холостом ходе конец вектора тока находится не в точке O, а в точке O'' (рис. 21-14, 21-15).

Проводя через точку O'' (рис. 21-15) прямую, параллельную линии $P_{мх}=0$, получаем линию полезной мощности $P_2=0$, которая даст в пересечении с линией $P_1=0$ точку t. Проводя через t прямую, параллельную оси ординат, получаем линию суммарных потерь $\Sigma p=0$.

Так как в результате построения линии $\Sigma p=0$ и $P_2=0$ получились идентичными с ранее приведенным геометрическим построением, то шкала к. п. д. получится также в виде отрезка

прямой, параллельной линии $P_1=0$, заключенного между линиями $P_2=0$ и $\Sigma p=0$.

Е. Определение коэффициента мощности ($\cos\varphi$). Чтобы определить $\cos\varphi$ для данного значения тока $I_1=m_i OD$, проще всего отложить на оси ординат отрезок, удобно делящийся на 10 частей (рис. 21-17а), и построить на нем как на диаметре полуокружность. Отрезок OL, получающийся при пересечении вектора тока I_1 или его продолжения с полуокружностью Of, является мерой коэффициента мощности двигателя, так как

$$\cos\varphi = Oh/Of.$$

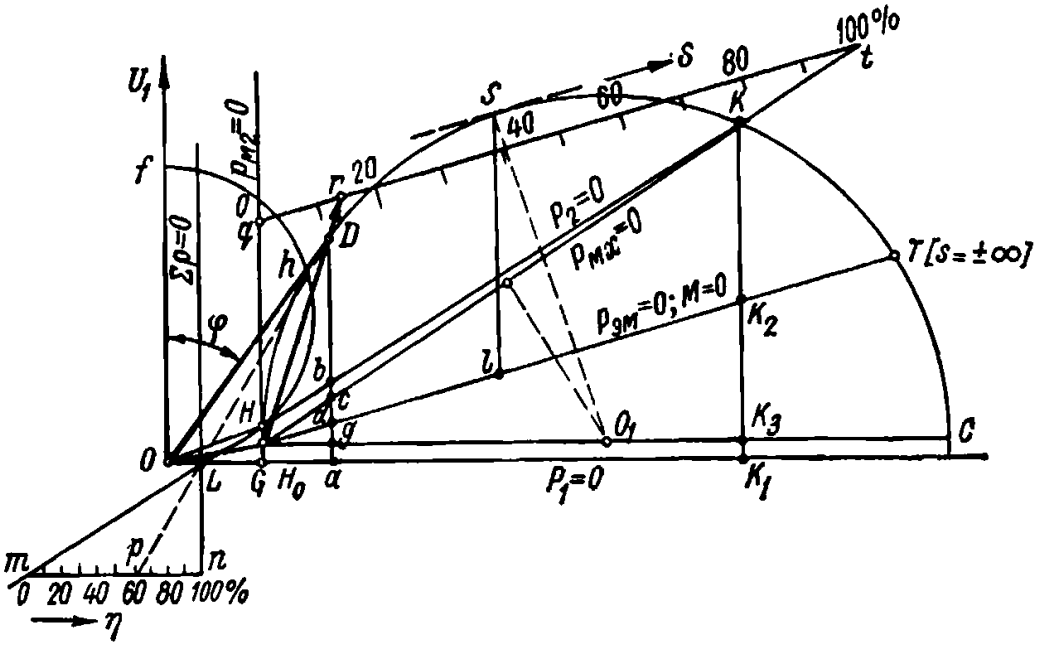


Рис. 21-17а. Уточненная круговая диаграмма асинхронного двигателя

Ж. Перегрузочная способность двигателя (опрокидывающий момент). Перегрузочной способностью двигателя мы называем отношение (см. § 20-5)

$$k_м = M_{max}/M_н.$$

Чтобы определить из круговой диаграммы момент M_{max}, опускаем из центра окружности тока O_1 перпендикуляр на линию электромагнитной мощности $P_{эм}=0$ (рис. 21-17а) и продолжаем его до пересечения с окружностью тока в точке S. Отрезок

$$Sl = M_{max}/m_м,$$

и, следовательно,

$$k_м = M_{max}/M_н = Sl/dD$$

при условии, что точка D диаграммы соответствует номинальному режиму.

Точку S можно найти и другим способом. Для этого достаточно провести касательную к окружности токов, параллельную линии электромагнитной мощности $P_{эм}=0$.

Пример. Построим круговую диаграмму асинхронного трехфазного двигателя с фазным ротором по параметрам уточненной Г-образной схемы замещения, приведенным в примере § 19-5.

Производим построение вектора тока холостого хода ответвленного контура $\overline{O'O}$ (рис. 21-11):

$$I_{00} \approx I_0 = 17{,}5a, \quad \cos\varphi_0 = 0{,}118,$$

$$I_{0a} = 17{,}5 \cdot 0{,}118 = 2{,}06a.$$

Производим, далее, построение вектора тока короткого замыкания главной цепи для скольжения $s=1{,}0$ $\overline{(OA)}$:

$$I'_к = I'_{2к} = 214\ a, \quad \cos\varphi_к \approx 0{,}161.$$

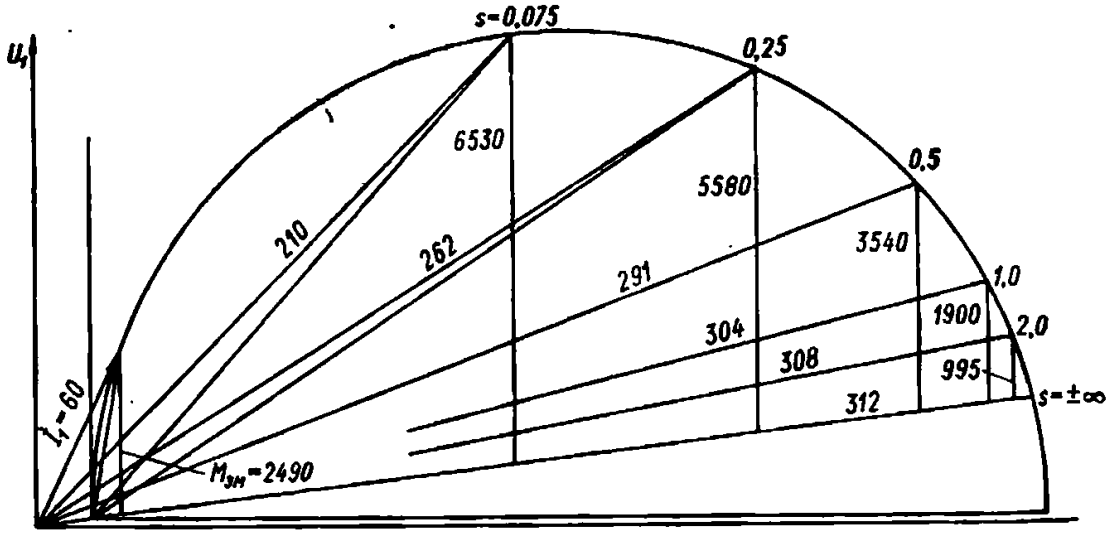


Рис. 21-17б. Круговая диаграмма короткозамкнутого двигателя (по данным, приведенным в примере) и значения тока и момента при различном скольжении

Проводим перпендикуляр к оси абсцисс из точки A (рис. 21-11) для скольжения $s=1{,}0$ до пересечения в точке C с прямой линией Og, проведенной параллельно оси абсцисс из конца вектора тока холостого хода $\dot{I}_0$, и делим отрезок AC в точке B в отношении

$$R_1 : R_2 = 0{,}7 : 0{,}604.$$

Прямая линия OB, проведенная из конца вектора тока холостого хода $\dot{I}_{00}$ через точку B, является линией электромагнитной мощности $P_{эм}=0$ и соответственно линией вращающего момента $M=0$.

Линия OA является линией механической мощности $P_{мх}=0$, а ось абсцисс — линией первичной мощности $P_1=0$.

Проводим из середины отрезка OA перпендикуляр до пересечения с линией Og в точке M, которая является центром окружности тока, имеющей радиус OM. На окружности тока (точка E) располагается конец вектора тока при номинальной нагрузке $\dot{I}_1 = I_{ф.н} = 60\ a$, $\cos\varphi = \cos\varphi_н = 0{,}89$. Величина активного тока при этом выражается отрезком $Ed \perp HN$. Сумма механических и добавочных потерь при номинальной нагрузке

$$p_{мх} + p_д = 2 + 1{,}4 = 3{,}4\ квт,$$

что дает возможность определить соответствующую составляющую активного тока:

$$ea = \frac{p_{мх} + p_д}{\sqrt{3}U_1} = \frac{3{,}4 \cdot 10^3}{\sqrt{3} \cdot 3000} = 0{,}65a.$$

Проводим, далее, прямую линию, параллельную линии OA на расстоянии $ea=0{,}65\ a$, которая представляет собой линию полезной мощности $P_2=0$. К. п. д. при номинальной нагрузке равен отношению полезной мощности P_2 к первичной мощности P_1, или

$$\eta=\frac{Ee}{Ed}=\frac{96\cdot 100}{105}=91{,}5\%.$$

Вторичный ток главной цепи $I'_{2н}=OE=52\ a$.

Построив аналогичным образом круговую диаграмму для короткозамкнутого асинхронного двигателя, найдем значения тока и электромагнитного момента при различных скольжениях (рис. 21-17б). Полученные величины токов в амперах и моментов в ньютон-метрах при соответствующих скольжениях указаны на рисунке. Величины момента, найденные графическим методом, соответствуют расчетным значениям, полученным в примере § 20-6.

21-3. Точная круговая диаграмма [189, 191, 197, 213]

Полная схема замещения (рис. 19-5), преобразованная в точную схему замещения с вынесенным на зажимы намагничивающим контуром (рис. 19-6), дает возможность построения точной круговой диаграммы. В этой схеме лишь одно сопротивление главной цепи $\frac{r'_2}{s}\dot{\sigma}_1^2$ зависит от скольжения, в то время как все остальные параметры как главной, так и ответвленной цепей от него не зависят; это дает возможность использовать для построения точной круговой диаграммы и ее анализа принципиально те же методы, что и для уточненной круговой диаграммы. Точная преобразованная схема замещения изображена на рис. 19-6.

Поправочный коэффициент σ_1 при пренебрежении потерями в стали ($r_m=0$) может быть представлен в следующем виде:

$$\dot{\sigma}_1=1+\frac{Z_1}{Z_m}\approx 1+\frac{r_1+jx_1}{jx_m}=\left(1+\frac{x_1}{x_m}\right)-j\frac{r_1}{x_m}=\sigma_1\varepsilon^{-j\psi}, \qquad (21\text{-}23)$$

где модуль

$$\sigma_1=|\dot{\sigma}_1|=\sqrt{\left(1+\frac{x_1}{x_m}\right)^2+\left(\frac{r_1}{x_m}\right)^2}\approx 1+\frac{x_1}{x_m}, \qquad (21\text{-}24)$$

а его аргумент ψ определяется соотношением

$$\operatorname{tg}\psi=\frac{r_1}{x_1+x_m}.$$

Выражение для полного сопротивления главной цепи, если принимать во внимание (21-23), может быть преобразовано следующим образом:

$$Z_{\text{п}}=Z_1\dot{\sigma}_1+Z'_2\dot{\sigma}_1^2=Z_1\sigma_1\varepsilon^{-j\psi}+Z'_2\sigma_1^2\varepsilon^{-j2\psi}=\varepsilon^{-j2\psi}\left[Z_1\sigma_1\varepsilon^{j\psi}+Z'_2\sigma_1^2\right]=$$

$$=\varepsilon^{-j2\psi}\left[(r_1+jx_1)\,\sigma_1(\cos\psi+j\sin\psi)+\left(\frac{r'_2}{s}+jx'_2\right)\sigma_1^2\right]. \qquad (21\text{-}25)$$

Так как r_1 обычно весьма мало по сравнению с (x_1+x_m), то $\sin\psi$ и $\cos\psi$ могут быть приняты равными:

$$\sin\psi=\frac{r_1}{\sqrt{r_1^2+(x_1+x_m)^2}}\approx\frac{r_1}{x_1+x_m};$$

$$\cos\psi=\frac{x_1+x_m}{\sqrt{r_1^2+(x_1+x_m)^2}}\approx 1.$$

Тогда

$$Z_{\text{п}}=\varepsilon^{-j2\psi}\left\{\left[\left(r_1-x_1\frac{r_1}{x_1+x_m}\right)\frac{x_1+x_m}{x_m}+\frac{r_2'}{s}\sigma_1^2\right]+\right.$$

$$\left.+j\left(x_1\sigma_1+x_2'\sigma_1^2+\frac{r_1^2}{x_1+x_m}\sigma_1\right)\right\}=\varepsilon^{-j2\psi}\left[\left(r_1+\frac{r_2'}{s}\sigma_1^2\right)+\right.$$

$$\left.+j\left(X_{\text{к}}+\frac{r_1^2}{x_m}\right)\right]=\varepsilon^{-j2\psi}Z_{\text{п}\psi}, \qquad (21\text{-}26)$$

где

$$Z_{\text{п}\psi}=\left(r_1+\frac{R_2}{s}\right)+j\left(X_{\text{к}}+\frac{r_1^2}{x_m}\right) \qquad (21\text{-}27)$$

и

$$\left.\begin{aligned}R_2&=r_2'\sigma_1^2;\\X_{\text{к}}&=X_1+X_2=x_1\sigma_1+x_2'\sigma_1^2,\end{aligned}\right\} \qquad (21\text{-}28)$$

а 2ψ определяется из соотношения

$$\operatorname{tg}2\psi\approx 2\operatorname{tg}\psi=\frac{2r_1}{x_1+x_m}. \qquad (21\text{-}29)$$

На основании произведенных выше преобразований точная схема замещения может быть представлена в развернутом виде, изображенном на рис. 21-18.

Ток главной цепи схемы рис. 21-18 на основании выражений (21-26) и (21-27)

$$-\dot I_2''=\frac{\dot U_1}{Z_{\text{п}}}=\frac{\dot U_1\varepsilon^{j2\psi}}{Z_{\text{п}\psi}}=\frac{\dot U_1\varepsilon^{j2\psi}}{\left(r_1+\frac{R_2}{s}\right)+j\left(X_{\text{к}}+\frac{r_1^2}{x_m}\right)}. \qquad (21\text{-}30)$$

Знаменатель уравнения тока $-\dot I_2''$ (21-30) для точной преобразованной схемы замещения $Z_{\text{п}\psi}$, так же как и знаменатель $Z_{\text{п}}$ для уточненной схемы замещения [равенство (21-1)], имеет только один член R_2/s, зависящий от скольжения. Выше было доказано, что конец вектора тока $-\dot I_2''$ уточненной схемы замещения при изменении s описывает окружность. Очевидно, и в данном случае конец вектора тока $-\dot I_2''$ также будет описывать окружность, но поскольку в числителе имеется добавочный множитель $\varepsilon^{j2\psi}$, то окружность тока будет повернута на угол 2ψ против

движения часовой стрелки по отношению к окружности тока на рис. 21-10.

Диаметр точной круговой диаграммы согласно (21-30)

$$D = \frac{U_1}{X_к + \dfrac{r_1^2}{x_m}}. \qquad (21\text{-}31)$$

Знаменатель в выражении диаметра точной круговой диаграммы по сравнению со знаменателем в выражении диаметра уточненной круговой диаграммы [см. равенство (21-3)] отличается наличием добавочного члена r_1^2/x_m. Так как член r_1^2/x_m обычно весьма мал по сравнению с $X_к$, то влияние этого члена на величину диаметра окружности тока может проявиться в машинах малой мощности, а в нормальных машинах — только при включении добавочного активного сопротивления в первичную цепь двигателя или при сильном снижении частоты, заметно уменьшающем $X_к$. В остальных случаях диаметр круговой диаграммы в случае построения как точной, так и уточненной круговой диаграммы может быть принят равным

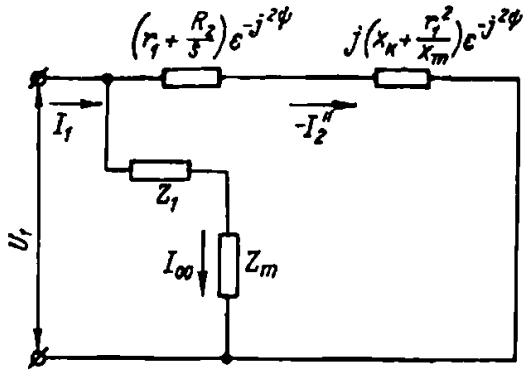


Рис. 21-18. Точная схема замещения

$$D = \frac{U_1}{X_к} = \frac{U_1}{X_1 + X_2}. \qquad (21\text{-}32)$$

При повороте окружности тока главной цепи на угол 2ψ против часовой стрелки на этот же угол по отношению к вектору напряжения поворачиваются также диаметр окружности, линия потерь в меди главной цепи $p_м = 0$ и линия полных потерь $\Sigma p = 0$.

На рис. 21-19а изображена точная круговая диаграмма с указанными выше особенностями ее построения и соответственно со шкалами скольжения и к. п. д. Для удобства построения шкала к. п. д. помещена ниже оси абсцисс.

Пример. Определить индуктивные и активные сопротивления обмоток и соответствующие им параметры для построения точной круговой диаграммы (рис. 21-19а) маломощного трехфазного асинхронного двигателя с короткозамкнутым ротором.

Данные двигателя: $P_2 = 120$ *вт*, $U_1 = 380/220$ *в*, $I_{1ф} = 0{,}44$ *а*, $\eta = 0{,}58$, $\cos\varphi = 0{,}72$, $2p = 4$, $D_a = 102$ *мм*, $D = 60$ *мм*, $\tau = 47$ *мм*, $l = 46$ *мм*, число пазов статора $Z_1 = 24$ и ротора $N_2 = 18$, число последовательно соединенных витков статора $w_1 = 1016$, обмотка однослойная с диаметральным шагом по типу рис. 3-7 с числом пазов на полюс и фазу $q_1 = 2$. Пазы статора (форма по рис. 5-3) *в*): $h_1 = 9$ *мм*, $h_2 = 0{,}5$ *мм*, $h_3 = 0{,}5$ *мм*, $h_4 = 0{,}5$ *мм*, $b_1 = 7{,}5$ *мм*, $b_2 = 1{,}8$ *мм*, $b_3 = 5{,}3$ *мм*, коэффициент обмотки $k_{об1} = k_{p1} = 0{,}966$ (по табл. 2-2).

Проводимость рассеяния пазовой части обмотки статора $\lambda_{п1} = 2{,}4$.

Проводимость рассеяния лобовой части обмотки статора согласно формуле (5-20)

$$\Lambda_{л1} = q\lambda_л \frac{l_л}{l} = 2\left(0{,}67 - 0{,}43\frac{\tau}{l_л}\right)\frac{l_л}{l} = 2\left(0{,}67 - 0{,}43\frac{4{,}7}{9{,}2}\right)\frac{9{,}2}{4{,}6} = 1{,}80.$$

Воздушный зазор $\delta = 0{,}25$, коэффициент воздушного зазора $k_\delta = 1{,}2$, коэффициент насыщения магнитной цепи $k_\mu = 1{,}1$, проводимость дифференциального рассеяния [см. формулу (5-27)] при коэффициенте дифференциального рассеяния $k_д = 0{,}028$ (см. кривые рис. 5-5 для $q = 2$ с диаметральным шагом обмотки)

$$\lambda_{д1} = \frac{3 \cdot 2 \cdot 0{,}966^2 \cdot 4{,}7}{\pi^2 \cdot 1{,}2 \cdot 1{,}1 \cdot 0{,}025} 0{,}028 = 2{,}27.$$

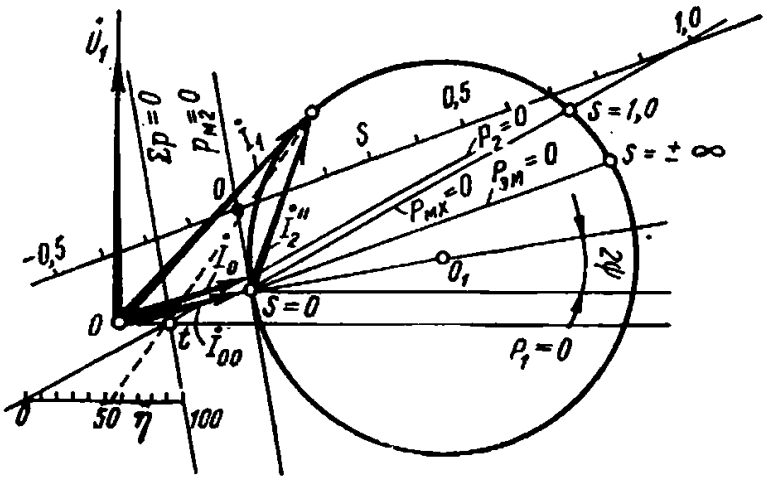


Рис. 21-19а Точная круговая диаграмма асинхронной машины

Сумма проводимостей рассеяния обмотки статора

$$\Sigma\lambda_1 = 2{,}4 + 1{,}80 + 2{,}27 = 6{,}47.$$

Индуктивное сопротивление обмотки статора по формуле (5-14)

$$x_1 = 4\pi \cdot 50 \cdot 1{,}26 \cdot 10^{-8} \cdot \frac{4{,}6 \cdot 1016^2}{2 \cdot 2} 6{,}47 = 60{,}6 \text{ ом}.$$

Омическое сопротивление статорной обмотки при 75° С

$$r_1 = 108{,}5 \text{ ом}.$$

Индуктивное сопротивление намагничивающего контура по формуле (5-5)

$$x_m = 2 \cdot 3 \cdot 50 \cdot \frac{1{,}26 \cdot 10^{-8} \cdot 6 \cdot 4{,}6 \cdot 1016^2 \cdot 0{,}966^2}{1{,}2 \cdot 1{,}1 \cdot 0{,}025 \cdot 2^2} = 815 \text{ ом}.$$

Отношения

$$\frac{x_1}{x_m} = \frac{60{,}6}{815} = 0{,}075; \quad \frac{r_1}{x_m} = \frac{108{,}5}{815} = 0{,}133;$$

$$\frac{r_1^2}{x_m} = 14{,}3 \text{ ом}.$$

Проводимость рассеяния пазовой части обмотки ротора

$$\lambda_{п2} = 1{,}40.$$

Проводимость рассеяния лобовой части обмотки ротора по формуле (18-25а)

$$\lambda_{кл} = \frac{18 \cdot 4,7}{2 \cdot 2 \cdot 3 \cdot 4,6} 0,14 = 0,22,$$

где $g_л = 0,14$ при $l_м/\varepsilon = 3,77$ и $\tau/l_м = 2,35$ (рис. 18-6).

Проводимость дифференциального рассеяния по формуле (5-27)

$$\lambda_{д2} = \frac{18 \cdot 4,7 \cdot 0,966^2}{2 \cdot 2 \cdot \pi^2 \cdot 1,2 \cdot 1,1 \cdot 0,025} 0,07 = 4,53,$$

где $k_{д2} = 0,07$ при $N_2/2p = 4,5$ (рис. 18-7).

Сумма проводимостей рассеяния обмотки ротора

$$\Sigma\lambda_2 = 1,40 + 0,22 + 4,53 = 6,15.$$

Индуктивное сопротивление короткозамкнутой обмотки ротора

$$x_2 = 2\pi \cdot 1,26 \cdot 10^{-8} \cdot 50 \cdot 4,6 \cdot 6,15 = 0,000112 \text{ ом}.$$

Коэффициент приведения обмотки ротора к обмотке статора

$$k = \frac{4 \cdot 3 \cdot 1016^2 \cdot 0,966^2}{18} = 644\,000.$$

Приведенное индуктивное сопротивление обмотки ротора к обмотке статора

$$x_2' = 0,000112 \cdot 644\,000 = 72,0 \text{ ом}.$$

Отношение

$$\frac{x_2'}{x_m} = 0,087.$$

Омическое сопротивление одного стержня беличьей клетки ротора

$$r_c = 5,74 \cdot 10^{-5} \text{ ом}.$$

Омическое сопротивление двух участков короткозамыкающих колец беличьей клетки со средним диаметром $D_к = 44,5$ *мм* и площадью сечения 130 *мм*^{2} с двух сторон

$$r_{кл} = 0,52 \cdot 10^{-5} \text{ ом}.$$

Приведенное сопротивление двух участков короткозамыкающих колец к сопротивлению одного стержня беличьей клетки по формуле (18-24)

$$r_{кл}' = 1,11 \cdot 10^{-5} \text{ ом}.$$

Общее омическое сопротивление стержня с примыкающими к нему двумя участками короткозамыкающих колец

$$r_2 = r_c + r_{кл}' = 6,84 \cdot 10^{-5} \text{ ом}.$$

Приведенное омическое сопротивление вторичной обмотки к первичной

$$r_2' = r_2 k = 6,84 \cdot 10^{-5} \cdot 64,4 \cdot 10^4 = 44,0 \text{ ом}.$$

Отношение

$$\frac{r_2'}{x_m} = \frac{44}{815} = 0,053.$$

Модуль поправочного коэффициента по формуле (21-24)

$$\sigma_1 = \sqrt{(1 + 0,075)^2 + 0,133^2} = 1,08,$$

а его аргумент

$$\psi = \operatorname{arctg} \frac{108,5}{60,6 + 815} = \operatorname{arctg} 0,124.$$

Параметры главной цепи точной Г-образной схемы замещения согласно формуле (21-28)

$$R_2 = 51{,}5 \text{ ом}; \quad X_к = 151{,}4 \text{ ом}$$

Диаметр окружности точной круговой диаграммы по формуле (21-31)

$$D = \frac{\dot{U}_1}{X_{п.к}} = \frac{220}{165{,}7} = 1{,}33 \text{ а},$$

где

$$X_{п.к} = X_к + \frac{r_1^2}{x_m} = 151{,}4 + 14{,}3 = 165{,}7 \text{ ом}.$$

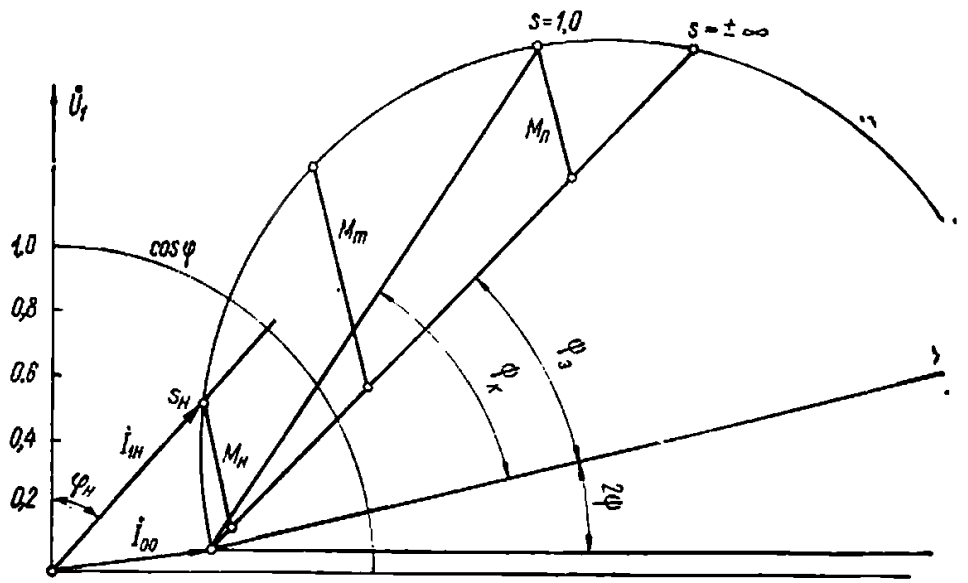


Рис. 21-19б. Точная круговая диаграмма асинхронной машины по данным, приведенным в примере

Углы между диаметром круговой диаграммы и линиями электромагнитной и полной механической мощностей:

$$\psi_э = \operatorname{arctg} \frac{r'}{X_{п.к}} = \operatorname{arctg} \frac{108{,}5}{165{,}7} = \operatorname{arctg} 0{,}656;$$

$$\psi_к = \operatorname{arctg} \frac{r_1 + R_2}{X_{п.к}} = \operatorname{arctg} \frac{108{,}5 + 51{,}5}{165{,}7} = \operatorname{arctg} 0{,}97.$$

Ток намагничивающей цепи при $s=0$ по формуле (19-20) с учетом формулы (19-27)

$$\dot{I}_{00} = \frac{\dot{U}_1}{Z_m \sigma_1} \approx \frac{\dot{U}_1}{jx_m\left(\sigma_1 - j\frac{r_1}{x_m}\right)} = 0{,}030 - j\,0{,}245a$$

(активным сопротивлением r_m ввиду малости пренебрегаем).

По полученным данным построена точная круговая диаграмма на рис. 21-19б.

21-4. Геометрическое место токов асинхронных машин с переменными параметрами

При точном анализе все параметры машин являются переменными, поскольку активные сопротивления зависят от температуры обмотки, а индуктивные сопротивления x_m, x_1 и x_2' определяются степенью насыщения стали основным потоком или потоками рассеяния.

Обычно активная сталь асинхронной машины, в особенности в зоне зубцов, бывает весьма насыщена, вследствие чего кривая магнитной индукции вдоль воздушного зазора при синусоидальной н. с. заметно отклоняется от синусоидальной формы (рис. 21-20, *а*). Такое уплощение кривой поля влияет на уменьшение

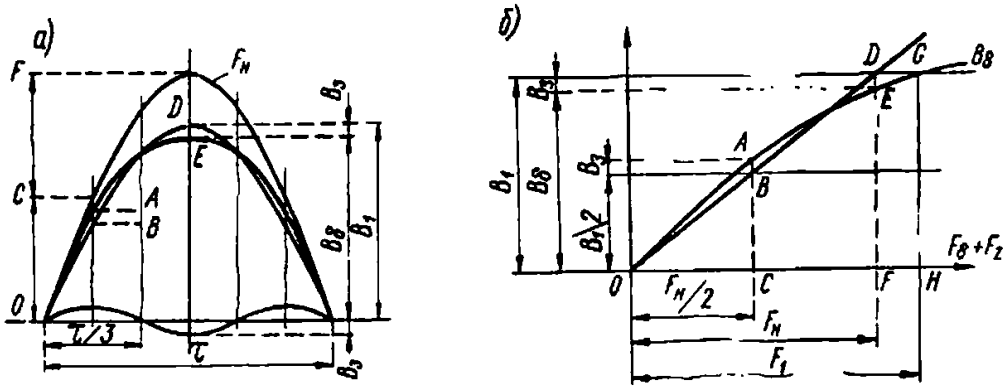


Рис. 21-20. Определение действительных индукций и магнитного потока в насыщенной машине

намагничивающего тока и возрастание потерь в стали; поэтому при детальном расчете асинхронной машины это влияние должно быть учтено. Предположим, что н. с. намагничивания распределена по синусоидальному закону вдоль полюсного деления (рис. 21-20, *а*, кривая $F_н$). Вследствие насыщения стали, главным образом в зоне зубцов статора и ротора, кривая магнитного поля уплощается (кривая $B_δ$). Пренебрегая высшими гармоническими поля, кроме третьей, можно считать, что кривая поля состоит из основной B_1 и третьей гармонической B_3. Основная гармоническая поля индуктирует в первичной обмотке основную гармоническую э. д. с., но третья гармоническая поля на трехфазную обмотку не оказывает влияния.

Величина основной гармонической индукции B_1 определяется значением основной гармонической э. д. с. Третья гармоническая магнитного поля может быть определена на основе кривой намагничивания (рис. 21-20, *б*). Разделим отрезок GH, соответствующий индукции B_1, на две равные части и проведем через точку G и через середину отрезка GH линии, параллельные оси абсцисс. Из начала координат проведем еще одную прямую под таким углом, чтобы отрезок $AB=DE$. Тогда $EF=B_δ$ представит собой действительную индукцию в воздушном зазоре, а OF даст амплитуду н. с., создающей магнитный поток. Соответственно отрезки

$AB=ED$ представляют собой амплитуды третьей гармонической поля B_3. Таким образом, вместо амплитудного значения первой гармонической магнитной индукции получается действительное значение индукции $B_\delta<B_1$, соответственно снижается и индукция в зубцах. С другой стороны, н. с. F_1 уменьшается до величины $F_н$. Но в спинках сердечников статора и ротора, наоборот, индукция увеличивается, так как за счет третьей гармонической общий поток (рис. 21-20, *а*)

$$\Phi=\frac{2}{\pi}\tau l B_1+\frac{2}{\pi}\frac{\tau}{3}lB_3=\frac{2}{\pi}\tau l\left(B_1+\frac{B_3}{3}\right)$$

увеличивается.

По значению Ф определяется намагничивающий ток и те индукции, от которых зависят потери в стали.

Кроме того, на параметры влияет явление вытеснения тока. Иногда параметры так изменяются при изменении режима работы асинхронной машины, что геометрическое место токов отступает от окружности. Геометрические места токов глубокопазных и двухклеточных двигателей приводятся ниже в гл. 23, здесь же мы рассмотрим геометрическое место тока двигателя нормального исполнения с переменным индуктивным сопротивлением $X_к=X_1+X_2$. Опыт показывает, что в короткозамкнутых двигателях с закрытыми пазами ротора сопротивление $X_к$ уменьшается более чем в два раза при изменении тока от значения $I_1=I_н$ до $I_1\approx 5\ I_н$ из-за насыщения «мостика» между зубцами пазовым потоком рассеяния. В этом случае диаметр окружности тока $D=U_1:X_к$ непрерывно изменяется, увеличиваясь по мере увеличения тока. Так как каждому значению тока соответствует одно значение индуктивного сопротивления и, следовательно, один диаметр окружности тока, то теоретически можно построить бесконечно большое число таких окружностей. Практически ограничиваются чаще всего двумя окружностями, построенными для двух значений $X_к$ — одного, соответствующего току короткого замыкания при напряжении $U_к=U_н$, и другого, соответствующего току $I_к=I_н$. Первая окружность служит для определения пусковых характеристик, вторая соответствует номинальному режиму работы и служит для определения соответствующих этому режиму характеристик (рис. 21-21). Первую окружность можно назвать пусковой, вторую — основной. Центры обеих окружностей O_1 и O_2 находятся практически на одной прямой HC_1C_2. Построение диаграмм делается для обеих окружностей, но лишь в той части,

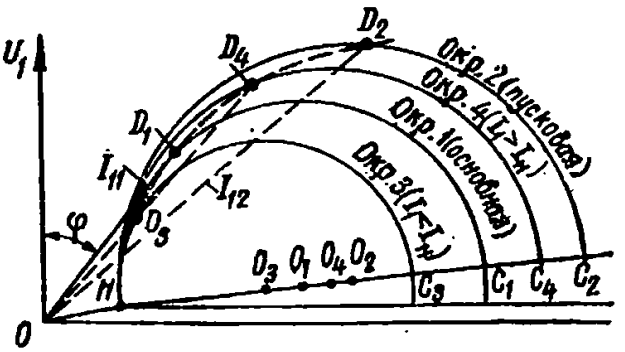


Рис. 21-21. Построение геометрического места тока при $X_к=f(I_1)$

которая относится к каждой данной окружности. В более сложных случаях можно аналогично построить несколько окружностей, например четыре для четырех значений тока I_{11}, I_{12}, I_{13} и I_{14}, причем токам I_{11} и I_{12} соответствуют основная и пусковая окружности *1* и *2*, а токам I_{13} и I_{14} — добавочные окружности *3* и *4*. Нанеся на эти окружности соответствующие им токи, получим точки D_1, D_2, D_3 и D_4 и, соединив их плавной кривой, построим геометрическое место тока двигателя с сопротивлением $X_к=f(I_1)$. Если зависимость $X_к=f(I_1)$ имеет гиперболический характер, то, как это показал Л. М. Пиотровский, геометрическое место тока асинхронной машины представляет собой внутреннюю петлю улитки Паскаля [208].

21-5. Опыт холостого хода

Точку холостого хода H на круговой диаграмме можно построить по расчетным или опытным данным.

При испытании двигателя в режиме холостого хода к нему подводят номинальное напряжение $U_н$ при номинальной частоте f_1. Напряжение должно быть практически синусоидальным. Чтобы избежать случайных ошибок, подводимое напряжение изменяют в некоторых пределах, обычно от $0{,}5\,U_н$ до $1{,}2\,U_н$. Кривые зависимостей I_0, I_{0r}, $P_{00}=P_0-m_1I_0^2r_1$ в относительных единицах и $\cos\varphi$ приведены на рис. 21-22.

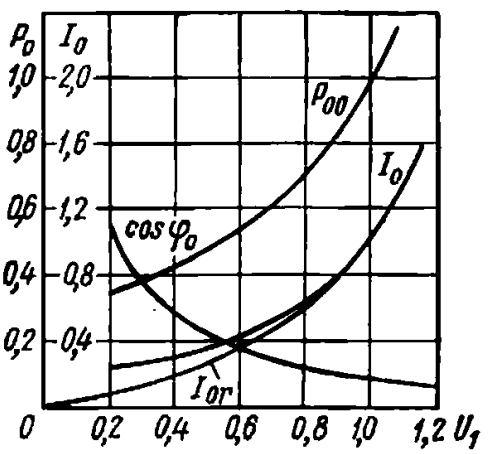


Рис. 21-22. Характеристики асинхронного двигателя при холостом ходе

При напряжениях, близких к номинальному, кривые тока холостого хода I_0 и его индуктивной составляющей I_{0r} практически совпадают, но затем начинают все более расходиться, поскольку при уменьшении U_1 активная составляющая тока I_{0a} приобретает все большее значение. При $U_1=U_н$ обычно $\cos\varphi\leqslant 0{,}12$, но он заметно растет при уменьшении напряжения.

Кривая P_{00} представляет собой почти правильную параболу, так как потери $p_{мх}=\text{const}$, а потери $p_с+p_д$ пропорциональны квадрату э. д. с. E_1 и, следовательно, напряжению U_1.

21-6. Опыт короткого замыкания

Для определения параметров короткого замыкания производят опыт короткого замыкания, аналогичный опыту короткого замыкания трехфазного трансформатора (см. ч. I, гл. 17).

Чтобы ток короткого замыкания не достиг чрезмерной величины, напряжение $U_к$, подводимое к асинхронной машине при коротком замыкании, понижают по сравнению с номинальным $U_н$.

Но сопротивления асинхронных машин относительно больше, чем трансформаторов, поэтому напряжение короткого замыкания $U_к\% = U_к/U_н \cdot 100$, соответствующее току $I_к = I_н$, тоже больше. Практически $U_к = 15 \div 25\%$. Следовательно,

$$I_{к.н} = (7 - 4)\, I_н,$$

где $I_{к.н}$ — ток короткого замыкания при $U_к = U_н$.

Определение параметров короткого замыкания производится совершенно так же, как и в трансформаторах, при том же предположении, что мощность короткого замыкания $P_к$ тратится только на покрытие потерь в меди первичной и вторичной обмоток машины.

Основная разница между параметрами короткого замыкания трансформаторов и асинхронных машин состоит в том, что при заданной температуре обмоток и частоте параметры короткого замыкания трансформаторов практически не зависят от тока $I_к$, тогда как в асинхронных машинах эта зависимость всегда существует и в некоторых случаях имеет резко выраженный характер.

В основном такая разница определяется зубчатостью статора и ротора асинхронной машины и в особенности формой их пазов, т. е. геометрией пазовой зоны.

Следует различать два основных случая: а) когда пазы статора и ротора имеют открытую или полузакрытую форму и б) когда пазы статора имеют полузакрытую форму, а пазы ротора — закрытую (см. рис. 1-19).

В первом случае потоки рассеяния при коротком замыкании слабо насыщают зубцы статора и ротора. Поэтому параметры короткого замыкания, в частности $X_к$, изменяются в относительно узких пределах. Иллюстрацией могут служить кривые $R_к$, $X_к$ и $Z_к = f(U_к)$, приведенные на рис. 21-23 для двигателя 4,5 *квт*, 380/220 *в*, 8,8/15,2 *а*, 50 *гц*, 1440 *об/мин* при соединении обмоток статора звездой. Подобные кривые получаются для глубокопазных двигателей и для двигателей с фазным ротором.

Во втором случае мостик, перекрывающий паз, быстро насыщается уже при малых токах; при увеличении тока зона насыщения расширяется, захватывая головки зубца и самый зубец. Поэтому индуктивное сопротивление таких машин заметно изменяется с изменением напряжения $U_к$, приобретая гиперболический характер. Иллюстрацией могут служить кривые $R_к$ и $X_к = f(U_к)$, приведенные на рис. 21-24 для двигателя 1 *квт*, 380/220 *в*, 2,15/3,72 *а*, 50 *гц*, 1420 *об/мин* при соединении обмоток статора треугольником. Мы видим, что сопротивление $X_к$ изменяется от $X_к = 21{,}6$ *ом* при $I_к = I_н = 3{,}72$ *а* до $X_к = 11{,}6$ *ом* при $U_к = U_ц = 220$ *в*, т. е. в отношении 1 : 0,54. Кривая $X_к = f(U_к)$ представляет собой почти правильную гиперболу, которую можно выразить уравнением $X_к = 8{,}55 + \frac{655}{U_к}$ *ом*.

Зависимость $X_к = f(I_к)$ тоже является кривой, близкой к гиперболе, так как ток $I_к$ почти пропорционален напряжению $U_к$.

Следует заметить, что кривая $X_к = f(I_к)$ сохраняет гиперболический характер лишь до определенного минимального значения тока, после чего $X_к$ начинает уменьшаться, как это показано

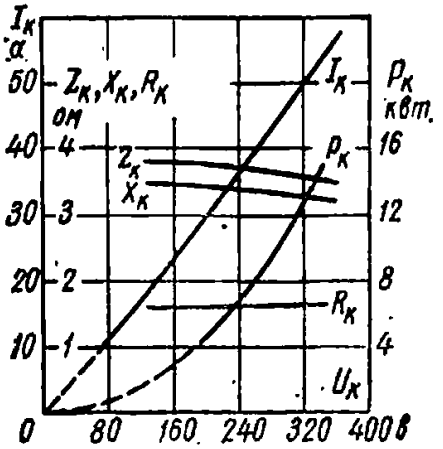


Рис. 21-23. Характеристики асинхронного двигателя при коротком замыкании

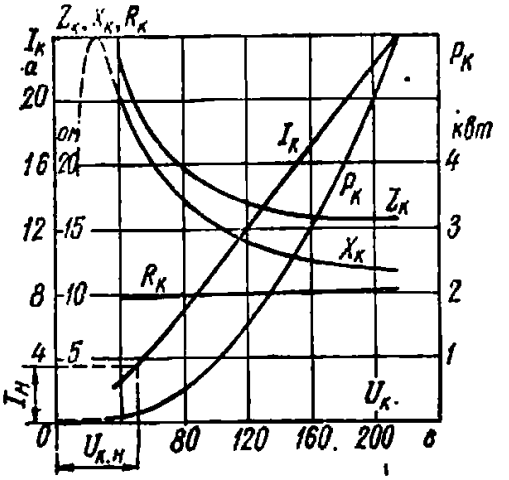


Рис. 21-24. Характеристики двигателя с короткозамкнутым ротором при коротком замыкании

штриховой линией на рис. 21-24. Это объясняется тем, что при очень малых токах и, стало быть, очень слабых насыщениях стали магнитная проницаемость ее начинает уменьшаться.

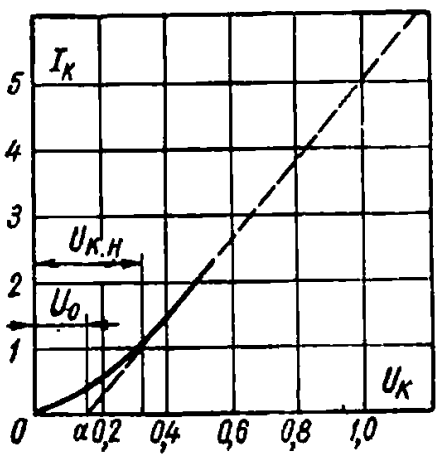


Рис. 21-25. Определение тока короткого замыкания, соответствующего номинальному напряжению

Если параметры короткого замыкания асинхронной машины можно с достаточной точностью считать постоянными, то зависимость $I_к = f(U_к)$ представляет собой прямую линию (рис. 21-24). В этом случае пересчет данных опыта короткого замыкания, полученных при пониженном напряжении $U_к$, на номинальное напряжение $U_н$ не представляет затруднений и производится по формулам:

$$I_{к.н} = I_к \frac{U_н}{U_к} \quad \text{и} \quad P_{к.н} = P_к \left(\frac{U_н}{U_к}\right)^2.$$

Здесь $I_к$, $U_к$ и $P_к$ — полученные из опыта значения тока, напряжения и мощности; $I_{к.н}$ и $P_{к.н}$ — ток и мощность, соответствующие номинальному напряжению $U_н$.

Так же как в трансформаторах, величины всех активных сопротивлений приводятся к температуре 75° С.

В машинах с полузакрытыми пазами или закрытым пазом ротора кривая $I_к = f(U_к)$ отступает от прямой линии (рис. 21-25). Но это отступление заметно только при токах $I_к < I_н$, тогда как при токах $I_к > I_н$ кривая $I_к = f(U_к)$ представляет собой практи-

чески прямую линию. В этом случае поступают следующим образом. Опыт короткого замыкания производят так, чтобы получить кривую $I_к=f(U_к)$ для токов в пределах от $I_к \approx I_н$ до $I_к \approx 2{,}5\ I_н$ (рис. 21-25). Эту часть кривой уже можно считать прямой. Экстраполировав ее на напряжение $U_к=U_н$, получим ток $I_{к.н}$.

Тот же результат можно получить и путем подсчета. Для этого достаточно продолжить прямолинейный участок кривой $I_к=f(U_к)$ до пересечения с осью абсцисс в точке a. Это даст нам напряжение U_0. Тогда

$$I_{к.\,н}=\frac{U_н-U_0}{U_к-U_0}I_к$$

и

$$P_{к.\,н}=\left(\frac{U_н-U_0}{U_к-U_0}\right)^2 P_к,$$

причем напряжение $U_к$ нужно брать по прямолинейной части кривой $I_к=f(U_к)$.

Полученные таким путем значения $I_{к.н}$ и $P_{к.н}$ используются затем при построении круговой диаграммы.

21-7. Построение круговых диаграмм по опытным данным

Круговые диаграммы асинхронной машины могут быть построены на основании опыта холостого хода и опыта короткого замыкания.

Зная величины токов холостого хода I_0 и короткого замыкания $I_к$ при номинальном напряжении $U_н$ и величины углов φ_0 и $\varphi_к$, можем построить векторы токов $\dot{I}_0$ и $\dot{I}_к$, сдвинув их на соответствующие углы φ_0 и $\varphi_к$ от приложенного напряжения U_1.

Таким образом получаем точку реального холостого хода и точку короткого замыкания круговой диаграммы.

Точка идеального холостого хода ($s=0$) лежит несколько ниже реальной точки холостого хода. С достаточной точностью точку $s=0$ можно получить, если из точки реального холостого хода отложить вертикально вниз ту часть активной составляющей тока реального холостого хода, которая соответствует механическим потерям:

$$I_{0a\,мх}=P_{мх}/m_p,$$

где $m_p=m_1U_1m_i$ — масштаб мощности диаграммы.

Величина механических потерь определяется по методам, рассматриваемым в пособиях по испытанию электрических машин.

Центр окружности уточненной круговой диаграммы должен лежать на линии, параллельной оси абсцисс и проходящей через точку O'' холостого хода со скольжением $s \approx 0$ (рис. 21-26). Для нахождения положения центра M на этой линии проводим между

точками O'' и A хорду $O''A$ и из ее середины K восстанавливаем перпендикуляр до пересечения с линией $O''L$ в точке M.

Опускаем, далее, из точки A перпендикуляр на линию $O''L$ и делим отрезок AC в точке B в отношении $BC/AC=R_1/R_к$. Проводя прямую через точки O'' и B до пересечения с окружностью, находим точку F, соответст в у ю щ у ю скольжению $s=\pm\infty$. Прямая $O''F$ является линией электромагнитной мощности $P_{эм}=0$.

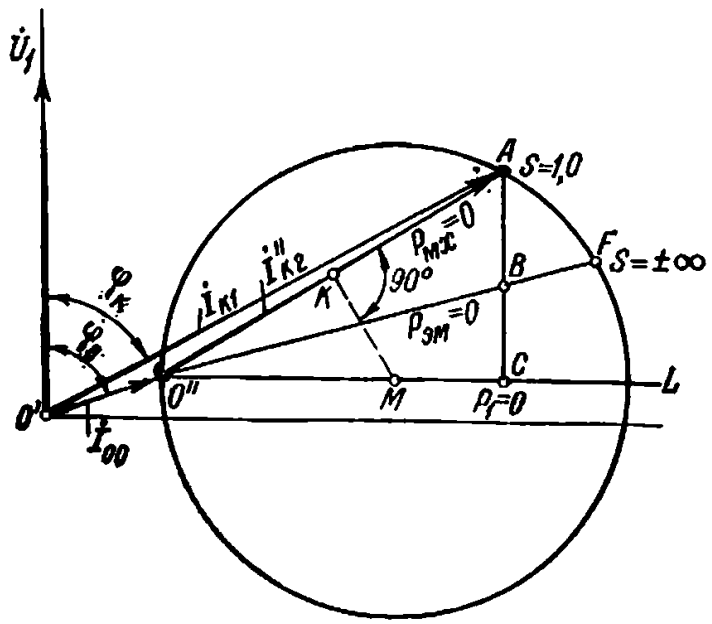


Рис. 21-26. Построение уточненной круговой диаграммы по опытным данным

Построение шкалы скольжения производится таким же образом, как и на рис. 21-12 и 21-13, а шкалы к. п. д.—как на рис. 21-13, 21-14, 21-15 и 21-16.

При построении точной круговой диаграммы для нахождения линии центра проводится (рис. 21-27) линия $O''R$ под углом $2\psi=\operatorname{arctg}\dfrac{2r_1}{x_1+x_m}=\operatorname{arctg}\dfrac{2I_0r_1}{U_1}$ к линии $O''L$, проходящей параллельно оси абсцисс через точку O'' идеального холостого хода. Проводим, далее, из середины K хорды $O''A$ перпендикуляр до пересечения с линией $O''R$ в точке O_1, которая и является центром окружности тока. Опускаем из точки A перпендикуляр на линию $O''R$ и делим отрезок AC в точке B в отношении $BC/AC=r_1/R_к$. Проводим, далее, через точки O'' и B прямую до пересечения с окружностью в точке F, которая является точкой со скольжением $s=\pm\infty$. Прямая OF в этом случае является линией электромагнитной мощности $P_{эм}=0$. Дальнейшее построение шкалы скольжения и шкалы к. п. д. производится таким же образом, как и для уточненной круговой диаграммы.

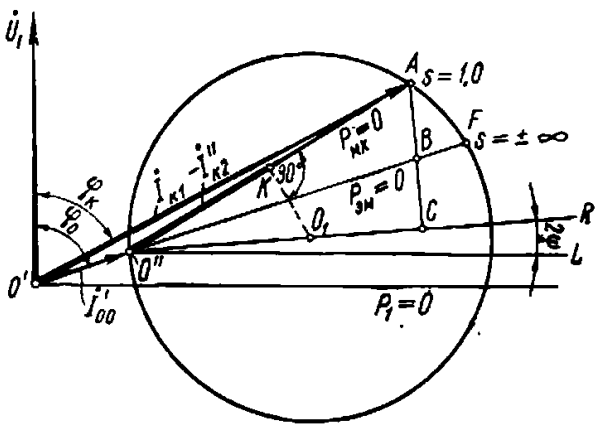


Рис. 21-27. Построение точной круговой диаграммы по опытным данным

21-8. Применение приближенной круговой диаграммы

А. Определение $(\cos\varphi)_{max}$ (рис. 21-28). На основе приближенной круговой диаграммы можно вывести приближенные формулы для определения таких важных величин, как $(\cos\varphi)_{max}$, $\cos\varphi$ и P_{2max}.

Из опыта холостого хода и короткого замыкания находятся I_0, $I_к$ и $\cos\varphi_к$. Идеальный ток короткого замыкания $I_{ki} = O'g$

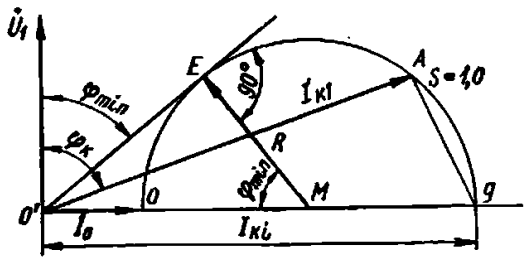


Рис. 21-28. К выводу формулы для определения $(\cos\varphi)_{max}$

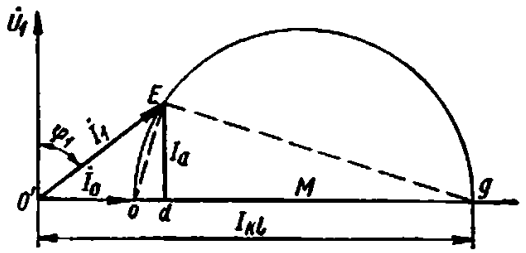


Рис. 21-29. К выводу формулы для определения $\cos\varphi$

может быть определен приближенно по этим данным, если принять, что $\angle O'Ag = 90°$. Тогда

$$I_{ki} \approx \frac{I_к}{\sin\varphi_к}.$$

Проведем касательную к окружности тока из начала координат O'; тогда радиус окружности

$$R = EM = O'M\cos(\varphi_{min}) = (R + I_0)\cos(\varphi_{min}),$$

но

$$R \approx \frac{I_{ki} - I_0}{2}.$$

Следовательно,

$$\cos(\varphi_{min}) = (\cos\varphi)_{max} = \frac{R}{R + I_0} = \frac{I_{ki} - I_0}{2\left(\frac{I_{ki} - I_0}{2} + I_0\right)} = \frac{I_{ki} - I_0}{I_{ki} + I_0}. \quad (21\text{-}33)$$

Б. Определение $\cos\varphi$ (рис. 21-29):

$$\cos\varphi = \frac{1}{\sqrt{\operatorname{tg}^2\varphi + 1}},$$

но

$$\operatorname{tg}\varphi = \frac{O'd}{Ed} = \frac{I_0 + \overrightarrow{Od}}{I_a},$$

где I_a — активная составляющая тока, равная

$$I_a = \frac{P_1}{\sqrt{3}U_1\eta} \approx \frac{P_1}{\sqrt{3}U_1}.$$

Имеем далее:

$$I_a^2 = (Ed)^2 = Od \cdot dg \approx Od\,(I_{кl} - O'd) \approx Od\,(I_{кl} - I_0),$$

откуда

$$Od = \frac{I_a^2}{I_{кl} - I_0}.$$

Таким образом,

$$\operatorname{tg}\varphi = \frac{I_0}{I_a} + \frac{I_a}{I_{кl} - I_0};$$

отсюда

$$\cos\varphi = \frac{1}{\sqrt{\left(\frac{I_0}{I_a} + \frac{I_a}{I_{кl} - I_0}\right)^2 + 1}}. \qquad (21\text{-}34)$$

(формула Спектора, з-д ХЭМЗ).

В. Определение P_{2max} (рис. 21-30). Строим приближенную круговую диаграмму, помещая вектор тока холостого хода $I_0 \approx O'O$ на оси абсцисс и считая линию OA линией полезной вторичной мощности $P_2 = 0$. Проводим касательную LN к окружности тока, параллельную линии $P_2 = 0$, и соединяем точку касания D с центром окружности M. Опускаем перпендикуляр из точки D на ось абсцисс; тогда отрезок Oa представит P_{2max}. Проводим касательную OQ к окружности тока в точке O и принимаем приближенно, что угол $\varphi'_к \approx \varphi_к$. Так как $\angle QOA = \varphi'_к$, то

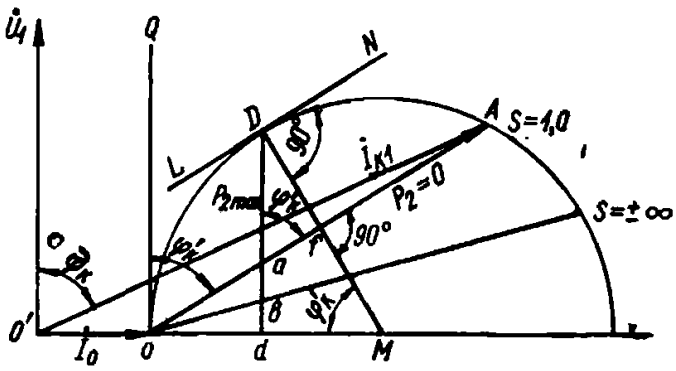


Рис. 21-30. К выводу формулы для определения P_{2max}

$$P_{2\,max} = Da = \frac{Df}{\sin\varphi'_к} \approx \frac{Df}{\sin\varphi_к},$$

но

$$Df = OM - Mf = R - Mf,$$

а отрезок

$$Mf = OM\cos\varphi'_к \approx OM\cos\varphi_к = R\cos\varphi_к.$$

Следовательно,

$$Df = R - R\cos\varphi_к = R\,(1 - \cos\varphi_к).$$

Таким образом,

$$P_{2max} \approx \frac{Df}{\sin\varphi_к} = \frac{R\,(1-\cos\varphi_к)}{\sin\varphi_к} = \frac{R\,(1-\cos\varphi_к)\,(1+\cos\varphi_к)}{\sin\varphi_к\,(1+\cos\varphi_к)} = \frac{R\sin\varphi_к}{1+\cos\varphi_к}.$$

Так как $R=\frac{I_{к1}-I_0}{2}$, то окончательно (в относительных единицах)

$$P_{2\max}=\frac{(I_{к1}-I_0)\sin\varphi_к}{2(1+\cos\varphi_к)}. \qquad (21\text{-}35)$$

Так как угол $\varphi_к$ весьма близок к 90°, то можно еще более приближенно положить

$$\sin\varphi_к\approx 1{,}0,$$

и тогда

$$P_{2\max}\approx\frac{I_{к1}-I_0}{2(1+\cos\varphi_к)}. \qquad (21\text{-}35а)$$

Пример. Для трехфазного короткозамкнутого двигателя ($I_0=17{,}5$ *а*; $I_{к1}=312{,}5$ *а* и $I_а=50$ *а*) по формуле (21-33)

$$(\cos\varphi)_{\max}=\frac{312{,}5-17{,}5}{312{,}5+17{,}5}=\frac{295}{330}=0{,}893$$

(по круговой диаграмме 0,89).

Для фазного ротора ($I_0=17{,}5$ *а*, $I_{к1}=232{,}5$ *а*, $I_а=50$ *а*) по формуле (21-33)

$$(\cos\varphi)_{\max}=\frac{232{,}5-17{,}5}{232{,}5+17{,}5}=\frac{215}{250}=0{,}86$$

(по круговой диаграмме 0,87).

Для короткозамкнутого двигателя по формуле (21-34)

$$\cos\varphi_к=\frac{1}{\sqrt{\left(\frac{17{,}5}{50}+\frac{50}{295}\right)^2+1}}=\frac{1}{1{,}122}=0{,}89$$

(по круговой диаграмме 0,89).

Для двигателя с фазным ротором

$$\cos\varphi_{ф.р}+\frac{1}{\sqrt{\left(\frac{17{,}5}{50}+\frac{50}{215}\right)^2+1}}=\frac{1}{1{,}155}=0{,}865$$

(по круговой диаграмме 0,865).

Максимальная относительная полезная мощность по формуле (21-35) для двигателя с фазным ротором ($\cos\varphi_к=0{,}165$)

$$P_{2\max}=\frac{215\cdot 0{,}987}{50\cdot 2\cdot 1{,}165}=1{,}83$$

(по круговой диаграмме 1,9).

Для короткозамкнутого двигателя ($\cos\varphi_к=0{,}25$)

$$P_{2\max}=\frac{295\cdot 0{,}97}{50\cdot 2\cdot 1{,}25}=2{,}29$$

(по круговой диаграмме 2,38).

Глава двадцать вторая

ПУСК В ХОД ТРЕХФАЗНЫХ АСИНХРОННЫХ ДВИГАТЕЛЕЙ

22-1. Общая характеристика вопроса

Основными характеристиками пуска являются величина пускового момента и величина пускового тока.

Чтобы ротор двигателя при пуске мог прийти во вращение, развиваемый двигателем пусковой момент должен быть больше момента сопротивления на валу, создаваемого приводимым механизмом. В ряде случаев (при пуске шаровых мельниц, дробилок, компрессоров и т. д.) требуется значительный пусковой момент, равный номинальному или превышающий его.

С другой стороны, величина пускового тока для данной сети не должна превышать определенных пределов, зависящих от мощности сети. В двигателях большой мощности при слабой сети необходимо уменьшать величину пускового тока.

В короткозамкнутых асинхронных двигателях уменьшение пускового тока может быть достигнуто уменьшением напряжения на зажимах двигателя при пуске, однако при этом пропорционально квадрату напряжения уменьшается также пусковой момент. Поэтому данный способ применим только при легких условиях пуска. При тяжелых условиях пуска нормальный короткозамкнутый асинхронный двигатель может не развивать достаточного пускового момента даже при прямом пуске с номинальным напряжением. В этих случаях возможно применение двигателей с фазным ротором или короткозамкнутых с ротором специального исполнения — двухклеточных или глубокопазных (см. гл. 23).

В двигателях с фазным ротором благоприятные условия пуска (большой пусковой момент при малом пусковом токе) легко достигаются при помощи пускового реостата в цепи ротора. Однако эти двигатели дороже короткозамкнутых, а применение пускового реостата усложняет установку и ее обслуживание.

Существенное значение имеют также такие вопросы, как а) время пуска, б) потери энергии в обмотках и их нагрев, в) переходные процессы при пуске.

Ниже упомянутые вопросы рассматриваются подробнее.

22-2. Пусковые токи асинхронных двигателей

Можно различать два предельных случая: а) когда включается в сеть двигатель с разомкнутой цепью ротора и б) когда его ротор замкнут накоротко.

В первом случае явление качественно носит тот же характер, что и при включении в сеть трансформатора с разомкнутой вторичной обмоткой (см. ч. I, § 21-2). Наиболее опасным остается тот момент включения, когда напряжение проходит через нуль. В этом случае магнитный поток каждой фазы имеет две составляющие —

симметричную $\Phi_m \cos \omega t$ и апериодическую Φ_a, взаимно налагающиеся друг на друга, вследствие чего результирующий поток при включении теоретически может в два раза превысить поток машины при установившемся режиме работы. В многофазной машине периодические составляющие потоков отдельных фаз образуют результирующий поток, вращающийся в пространстве со скоростью $n_1 = f_1 : p$, а апериодические составляющие потоков — поток, неподвижный в пространстве.

Двойной результирующий поток сильно насыщает сталь машины. Поэтому амплитуда тока включения холостого хода асинхронного двигателя I'_{0m} значительно превышает амплитуду установившегося тока холостого хода I_{0m}. По сравнению с трансформаторами в асинхронных двигателях отношение I'_{0m}/I_{0m} меньше,

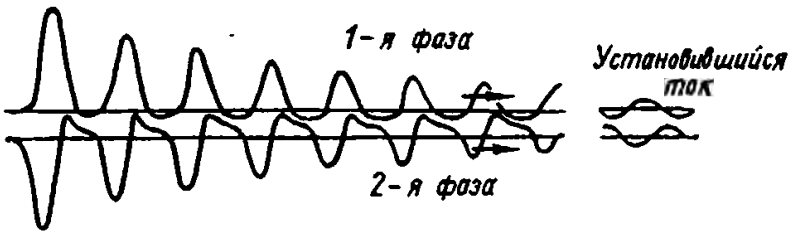


Рис. 22-1. Включение асинхронного двигателя при разомкнутом роторе

так как при наличии зазора кривая их намагничивания более пологая, а остаточный поток намагничивания меньше. Тем не менее ток включения холостого хода может в несколько раз превысить номинальный ток $I_ц$. Так, например, по данным испытания трехфазного двигателя на 500 *квт*, 1500 *об/мин* ток включения холостого хода превысил в четырнадцать раз установившийся ток холостого хода и в три раза номинальный ток двигателя (рис. 22-1).

Ток включения холостого хода асинхронных двигателей затухает относительно медленно, но быстрее, чем в трансформаторах, так как постоянная времени затухания последних относительно больше.

Теперь рассмотрим случай, когда в сеть включается двигатель с замкнутым накоротко ротором. Так как в первый момент времени скорость вращения $n=0$, то происходящие при этом явления качественно те же, что и при внезапном коротком замыкании трансформатора (см. ч. I, § 21-2).

Если для простоты пренебречь намагничивающим током, то ток внезапного короткого замыкания асинхронного двигателя может быть определен по формуле

$$i_к = i_{к.у} + i_{ка} = -\frac{U_{1m}}{\sqrt{R_к^2 + X_к^2}} \cos(\omega t + \varphi_к) + \frac{U_{1m}}{\sqrt{R_к^2 + X_к^2}} \cos \varphi_к \varepsilon^{-\frac{\omega R_к}{X_к} t}.$$

Так же как и ток включения холостого хода, он имеет две составляющие, из которых одна — периодическая составляющая $I_{к.у}$ — соответствует установившемуся току короткого замыкания, а другая — апериодическая составляющая $I_{ка}$ — затухает по экспоненциальному закону. Затухание происходит очень быстро, так как постоянная времени затухания $X_к/\omega R_к$ мала. Поэтому со второй составляющей тока чаще всего не считаются, понимая под пусковым током двигателя $I_п$ периодический ток короткого замыкания. Обычно

$$I_п/I_н = 4 \div 7.$$

Еще меньшее значение имеет намагничивающий ток короткого замыкания $I_{0к}$. Обычно $I_{0к}/I_н \cdot 100 < 5\%$.

22-3. Отключение асинхронного двигателя от сети

В работающем асинхронном двигателе имеется некоторый запас электромагнитной энергии, определяемый в основном величиной воздушного зазора. Чем больше величина последнего, тем больше запас электромагнитной энергии. Поэтому в асинхронных машинах этот запас относительно больше, чем в трансформаторах, а в синхронных машинах больше, чем в асинхронных.

При отключении машины от сети энергия ее магнитного поля должна рассеяться в той или иной форме. Если ротор асинхронного двигателя разомкнут, то быстрое исчезновение потока Ф вызывает значительные перенапряжения в статоре и приводит к возникновению дуги выключения. Согласно данным опыта, перенапряжения при выключении асинхронного двигателя с разомкнутым ротором превышают номинальное напряжение в 3—4 раза, т. е. являются опасными.

Те же явления, хотя и в слабой форме, происходят в том случае, если ротор асинхронного двигателя замкнут через большое активное сопротивление, так как последнее способствует быстрому затуханию потока.

Из сказанного следует, что отключение асинхронной машины лучше всего производить при замкнутом накоротко роторе, так как тогда при исчезновении потока происходит постепенное рассеяние энергии в его вторичной обмотке.

22-4. Процесс разбега асинхронного двигателя при пуске

А. Время разбега. При пуске в ход асинхронного двигателя с замкнутым накоротко ротором время его разбега зависит от величин тормозного момента на валу $M_{ст}$, инерционного момента $M_и$ вращающихся масс и характера кривой вращающего момента двигателя $M = f(s)$.

Рассмотрим наиболее простой случай: разбег двигателя при пуске вхолостую ($M_{ст} = 0$, $M_и = M$).

Так как

$$M_{\text{и}} = J\frac{d\Omega}{dt} = J\frac{d(2\pi n)}{dt},$$

то при равномерном ускорении $M_{\text{и}}=\text{const}$. Время разбега при $M=M_{\max}=\text{const}$ до синхронной скорости вращения $\Omega=\Omega_{\text{с}}$ было бы равно

$$t = \int_0^{\Omega_{\text{с}}} \frac{J}{M_{\text{и}}}\,d\Omega = \frac{J}{M_{\max}}\Omega_{\text{с}} = T_{\text{к}}, \qquad (22\text{-}1)$$

так как при $t=0$ также $\Omega=0$.

Величина $T_{\text{к}}$ носит название постоянной времени пуска в ход.

Пусть кривая вращающего момента двигателя задана в форме равенства (20-40). Механическими и добавочными потерями и соответствующим им моментом M_0 пренебрежем. Тогда при пуске двигателя вхолостую на основании (22-1) и (20-40)

$$\frac{M}{M_{\max}} = \frac{J}{M_{\max}}\frac{d\Omega}{dt} = \frac{J\Omega_{\text{с}}}{M_{\max}}\frac{d}{dt}\left(\frac{\Omega}{\Omega_{\text{с}}}\right) =$$

$$= T_{\text{к}}\frac{d(1-s)}{dt} = -T_{\text{к}}\frac{ds}{dt} =$$

$$= \frac{2}{\frac{s_m}{s}+\frac{s}{s_m}}, \qquad (22\text{-}2)$$

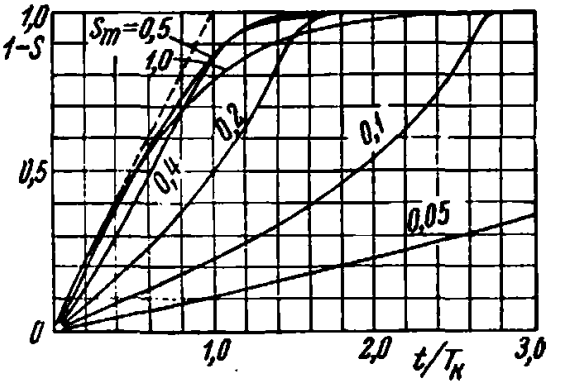


Рис. 22-2. Зависимость относительной скорости асинхронного двигателя $1-s$ от числового времени пуска $t/T_{\text{к}}$

откуда при разбеге двигателя от $s=1{,}0$ до s время определится интегралом:

$$t = -\frac{T_{\text{к}}}{2}\int_1^s\left(\frac{s_m}{s}+\frac{s}{s_m}\right)ds = -\frac{T_{\text{к}}}{2}\left[\frac{s^2}{2s_m}+s_m\ln s\right]_1^s,$$

и, следовательно,

$$t_i = \left(\frac{1-s^2}{4s_m}+\frac{s_m}{2}\ln\frac{1}{s}\right)T_{\text{к}}. \qquad (22\text{-}3)$$

Скорость при пуске вначале повышается очень быстро, но при $s\to 0$ приближается асимптотически к установившейся скорости. На рис. 22-2 дана зависимость относительной скорости $(1-s)$ от относительного времени пуска для различных значений s_m. Разбег двигателя, как видно из рис. 22-2, происходит наиболее быстро при $s_m\geqslant 0{,}4$.

Б. Тепло, выделяемое в обмотках двигателя при пуске. При разбеге асинхронного двигателя ток заметно превышает номинальный, поэтому в обмотках двигателя выделяется значительное количество тепловой энергии. Если пренебречь током холостого

хода I_0 и принять $I_1=I_2'$, то потери энергии в обмотках за время пуска будут:

$$A=\int_1^t m_1 I_2'^2 (r_1+r_2')\,dt=\int_0^t m_1 I_2'^2 (R_1+R_2)\,dt=\int_0^t m_1 I_2'^2 R_к dt. \quad (22\text{-}4)$$

Для тока I_2'' на основании схемы замещения рис. 19-7, *б*, полагая $R_1\approx R_2$ и учитывая зависимость $R_2=s_m X_к$, получим:

$$I_2'=\frac{U_1}{\sqrt{\left(R_1+\frac{R_2}{s}\right)^2+X_к^2}}\approx\frac{U_1}{\sqrt{\left(\frac{R_2}{s}\right)^2+\left(\frac{R_2}{s_m}\right)^2}}=\frac{U_1}{\frac{R_2}{s_m}\sqrt{1+\frac{s_m^2}{s^2}}}.$$

При $s=1{,}0$

$$I_{2к}'\approx\frac{U_1}{\frac{R_2}{s_m}\sqrt{1+s_m^2}}\approx\frac{s_m U_1}{R_2}, \quad (22\text{-}5)$$

и, следовательно,

$$I_2'\approx\frac{I_{2к}'}{\sqrt{1+\frac{s_m^2}{s^2}}}. \quad (22\text{-}6)$$

Из (22-2) имеем:

$$dt=-\frac{T_к}{2}\left(\frac{s_m}{s}+\frac{s}{s_m}\right)ds=-\frac{T_к}{2}\left(1+\frac{s_m^2}{s^2}\right)\frac{s}{s_m}ds. \quad (22\text{-}7)$$

Подставляя I_2'' и dt из (22-6) и (22-7) в (22-4), имеем:

$$A=-\frac{m_1 I_{2к}'^2 R_к T_к}{2s_m}\int_1^s s\,ds=m_1 I_{2к}'^2 R_к T_к\frac{1-s^2}{4s_m}. \quad (22\text{-}8)$$

Возрастание количества тепла с увеличением скорости согласно (22-8) происходит по параболе и стремится к конечному пределу при синхронизме, когда $s=0$.

Из (22-8) следует, что за время пуска от $s=1{,}0$ до $s=0$ потери энергии в обмотках

$$A_1=m_1 I_{2к}'^2 R_к\frac{T_к}{4s_m}. \quad (22\text{-}9)$$

При реверсировании двигателя нижний предел интеграла (22-8) равен $s=2$, и поэтому в данном случае

$$A_2=m_1 I_{2к}'^2 R_к\frac{T_к}{s_m}. \quad (22\text{-}10)$$

Таким образом, при реверсировании выделяется в четыре раза больше тепла, чем при пуске из неподвижного состояния.

Для потерь, выделяемых во вторичной обмотке при пуске, принимая во внимание (22-1), получим:

$$A_1'=m_1 I_{2к}'^2 R_2\frac{T_к}{4s_m}=\frac{m_1 I_{2к}'^2 R_2}{s_m}\frac{J\Omega_c^2}{4P_{эм\,max}}. \quad (22\text{-}11)$$

Но

$$P_{\text{эм max}} = m_1 I''^2_{2m} \frac{R_2}{s_m}.$$

Поэтому, учитывая, что согласно (22-6) при $s = s_m$ имеем $I_2'' = I''_{2m} \approx I''_{2к}/\sqrt{2}$, из (22-11) получаем:

$$A_1' = \frac{1}{2} J \Omega_c^2. \qquad (22\text{-}12)$$

Из (22-12) следует, что количество тепловой энергии, выделяемой при разбеге асинхронного двигателя в обмотке ротора, равно кинетической энергии самого ротора и соединенных с ним вращающихся масс. Таким образом, одна половина передаваемой со статора на ротор электромагнитной энергии переходит в кинетическую энергию вращающихся масс, а другая половина переходит в тепловую энергию во вторичной цепи. Если включить во вторичную цепь добавочное сопротивление $r_д$, то тепловая энергия распределится между внутренним и наружным сопротивлениями пропорционально отношению сопротивлений $r_2 : r_д$.

Чем больше величина момента инерции вращающихся масс, соединенных с валом двигателя, тем медленнее двигатель разбегается и тем большее количество тепла выделяется в его вторичной цепи.

22-5. Пуск в ход двигателей с фазным ротором

Пусковой ток двигателя с фазным ротором можно уменьшить путем включения в цепь ротора добавочного сопротивления. Включение индуктивного сопротивления привело бы одновременно с уменьшением вторичного тока I_2 также к увеличению угла сдвига ψ_2 этого тока от э. д. с. E_2, что вызвало бы значительное уменьшение вращающего момента. Но при включении в цепь ротора активного сопротивления угол ψ_2 уменьшается, и поэтому вращающий момент, несмотря на уменьшение тока I_2, при известных условиях даже увеличивается. В связи с этим практическое значение имеет включение в цепь ротора только активного сопротивления (рис. 22-3).

При анализе схем замещения и круговых диаграмм асинхронного двигателя было установлено, что максимальный момент не зависит от R_2 и зависит лишь от суммы $R_1 + X_к$ [см. формулу (20-33)]:

$$M_{\max} = \frac{m_1 U_1^2}{2\Omega_c (R_1 + X_к)}.$$

При изменении вторичного активного сопротивления изменяется лишь то скольжение s_m, при котором момент достигает максимума:

$$s_m = \frac{R_2}{\sqrt{R_1^2 + X_к^2}} \approx \frac{R_2}{X_к}.$$

Отсюда следует, что если ввести во вторичную цепь такое добавочное сопротивление $r_д$, при котором

$$s_m = \frac{R_2 + R_д}{\sqrt{R_1^2 + X_к^2}} = 1{,}0 \left(R_д = \sigma_1^2 r'_д = \sigma_1^2 k r_д\right),$$

то пусковой момент достигнет своего максимально возможного значения (рис. 22-4). Кратность пускового момента будет при этом равна перегрузочной способности:

$$k_м = M_{max}/M_н.$$

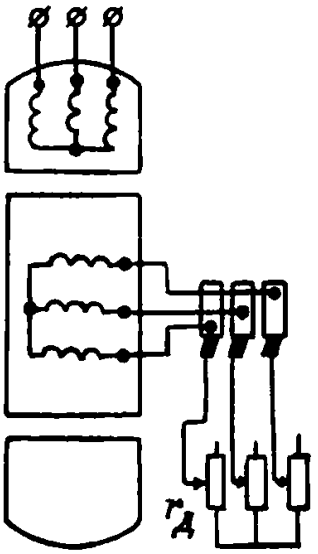


Рис. 22-3. Включение дополнительных сопротивлений в ротор

Кривые момента в функции скольжения при различных величинах добавочного сопротивления $r_д$ получают характер, изображенный на рис. 20-6 и рис. 22-4. Эти кривые дают возможность установить основные положения для подбора добавочных сопротивлений при пуске в ход асинхронного двигателя. Если приложенный к валу двигателя момент $M_{ст}$ больше того электромагнитного момента, который он сможет развивать при $s = 1{,}0$, то, очевидно, двигатель останется неподвижным. Для того чтобы при пуске в ход двигатель мог развивать максимально возможный момент, добавочное сопротивление реостата должно быть

$$r_д = \frac{\sqrt{R^2 + X_к^2} - R_2}{\sigma_1^2 k} \approx \frac{X_к - R_2}{\sigma_1^2 k}.$$

Рассмотрим процесс пуска при этом значении добавочного сопротивления.

Если приложенный тормозной момент (на рисунке OF) будет меньше $M_п$, то двигатель начнет вращаться и развиваемый им электромагнитный момент начнет уменьшаться по кривой *1* рис. 22-4. Скольжение двигателя при этом начнет уменьшаться, а скорость — увеличиваться до тех пор, пока не наступит равновесие между тормозным и электромагнитным моментами. Если теперь снова уменьшить добавочное сопротивление, то двигатель перейдет на кривую *2* электромагнитного момента; в этом случае опять электромагнитный момент станет выше тормозного, и двигатель начнет снова ускоряться, пока при новом, еще меньшем скольжении не наступит равновесие между развиваемым и приложенным моментами. Тогда снова можно уменьшить добавочное сопротивление пускового реостата и снова повысить скорость. Можно продолжать выключение добавочных сопротивлений до тех пор, пока $r_д = 0$, после чего двигатель перейдет на свою естественную кривую момента *3*, соответствующую величине активного сопротивления ротора.

Практически при пуске с помощью реостата из металлических сопротивлений ступени реостата выключаются не при достижении равновесия вращающего и статического тормозного моментов, а раньше этого, при уменьшении тока двигателя до определенной величины. Время пуска при этом сокращается.

Для каждой кривой момента, соответствующей некоторой результирующей величине вторичного сопротивления $r_2+r_д$, участок от $s=0$ до $s_m \approx \frac{R_2+R_д}{X_к}$, при котором момент достигает максимального значения, представляет собой устойчивую область ра-

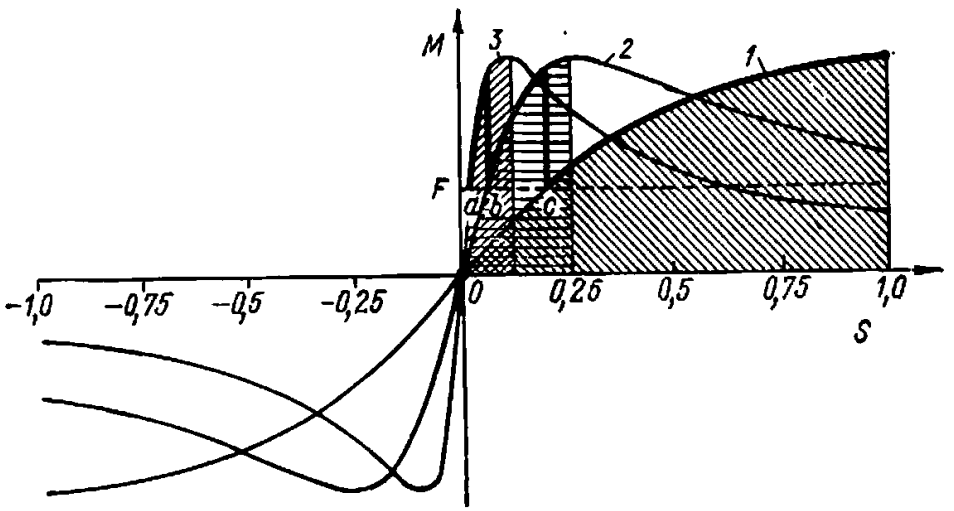


Рис. 22-4. Зависимость электромагнитного момента от скольжения при различных значениях добавочного сопротивления в цепи ротора
1 — при $(R_2+R_д)/X_к=1{,}0$; *2* — при $(R_2+R_д)/X_к=0{,}25$; *3* — при $R_2/X_к=0{,}125$

боты двигателя, а участок от s_m до $s=1{,}0$ соответственно является уже неустойчивой областью его работы. На устойчивом участке повышение тормозного момента вызывает повышение скольжения, понижение скорости и повышение величины электромагнитного момента до тех пор, пока не наступит новое равновесие. В неустойчивой области, наоборот, повышение тормозного момента и скольжения вызывает понижение величины электромагнитного момента, вследствие чего двигатель не получает нового состояния равновесия при другой скорости и другом скольжении, а останавливается.

Из сравнения кривых моментов при различных $r_д$ можно видеть, что полная устойчивость работы в двигательном режиме от $s=0$ до $s=+1{,}0$ характеризуется лишь кривой при $s_m=1{,}0$, т. е. такой кривой электромагнитного момента, при которой максимальное значение момента получается при $s_m=1{,}0$.

Пуск в ход асинхронного двигателя с контактными кольцами (рис. 22-3) осуществляется присоединением статора к сети; при этом добавочное сопротивление в цепи ротора $r_д$ в виде пускового реостата полностью введено, и затем, после включения статора, его величину уменьшают до замыкания обмотки накоротко.

Пусковые реостаты выполняются металлическими с масляным охлаждением или жидкостными.

Для уменьшения сопротивления вторичной цепи при работе и уменьшения потерь на трение щеток о контактные кольца двигатели часто имеют приспособление для замыкания колец ротора накоротко на ходу и последующего подъема щеток.

22-6. Пуск в ход короткозамкнутых двигателей

А. Прямое включение в сеть. В настоящее время этот способ включения имеет преобладающее значение в связи с тем, что электрические системы имеют достаточную мощность. Способ отличается предельной простотой, но в то же время он сопряжен с более или менее значительными толчками тока, которые могут вредно отразиться на работе питающей сети. Для ориентации в табл. 22-1 приведены данные пусковых токов и моментов для двигателей мощностью от 5 до 100 *квт* при $n=1500$, 1000 и 750 *об/мин*.

Таблица 22-1

$n_н$, *об/мин*	$I_п/I_н$	$M_п/M_н$	$M_{max}/M_н$
1500	6,5—6	1,4—1,1	1,8
1000	6	1,3—1,1	1,8
750	5,5	1,1	1,6

Эти данные относятся к двигателям нормального исполнения. В двигателях же специального исполнения можно иметь при тех же или бо́льших пусковых моментах меньшие пусковые токи (см. гл. 23).

Б. Пуск в ход посредством реактора в цепи статора. Схема пуска приведена на рис. 22-5. Здесь C — статор, P — ротор, $P_к$ — реактор. Предположим, что пусковой ток в сети ограничен значением $I_{п.с}$, причем

$$I_{п.с}=k_{п.с}I_н,$$

где $k_{п.с}$ — коэффициент допускаемой кратности пускового тока.

Считая для простоты, что $I_1\approx I_2'$, имеем [см. формулы (20-18) и (20-24)]:

$$M_п=\frac{m_1 I_{п.с}^2 r_2'}{\Omega_1}=k_{п.с}^2\frac{m_1 I_н^2 r_2'}{\Omega_1}\sim k_{п.с}^2.$$

Таким образом, при пуске в ход через реактор пусковой момент зависит от квадрата коэффициента $k_{п.с}$. Но

$$M_н=\frac{m_1 I_н^2\dfrac{r_2'}{s_н}}{\Omega_1},$$

где $s_н$ — скольжение при номинальном режиме работы.

Следовательно,

$$M_п/M_н=k_{п.с}^2 s_н. \qquad (22\text{-}13)$$

Зависимость $M_п/M_н=f(k_{п.с})$ определяется на рис. 22-6 кривой 2, построенной для скольжения $s_н=4\%$. Мы видим, что при $I_{п.с}/I_н=3$ пусковой момент не достигает и 40% от номинального. Другими словами, данный способ пуска возможен лишь в тех случаях, когда вопрос о величине пускового момента не имеет существенного значения.

В. Пуск в ход посредством автотрансформатора. Схема пуска приведена на рис. 22-7. Здесь C — статор, P — ротор, $Ат$ — автотрансформатор. Пусть $U_с$ и $I_{п.с}$ — напряжение и пусковой ток сети; $U_{п.д}$ — напряжение на зажимах двигателя и $I_{п.д}$ — ток в ста-

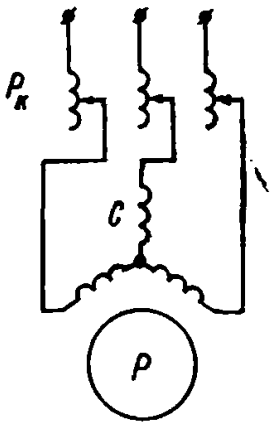


Рис. 22-5. Пуск в ход при помощи реактора

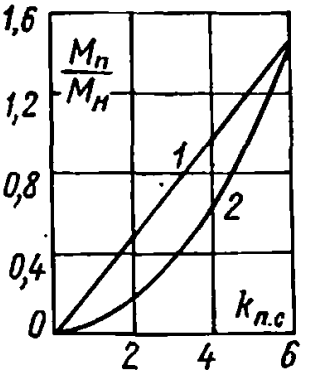


Рис. 22-6. Зависимость $M_п/M_н=f(k_{п.с})$ при пуске с помощью автотрансформатора (1) и реактора (2)

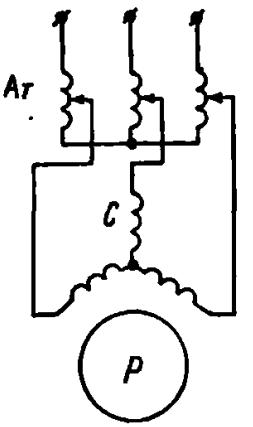


Рис. 22-7. Пуск в ход при помощи автотрансформатора

торе двигателя; k_A — коэффициент трансформации автотрансформатора. Напряжения и токи рассчитываются на фазу.

Если $z_к$ — полное сопротивление одной фазы двигателя, то, пренебрегая для простоты сопротивлением автотрансформатора, имеем:

$$U_{п.д}=\frac{U_с}{k_A};\quad I_{п.д}=\frac{U_{п.д}}{z_к}=\frac{U_с}{k_A z_к}$$

и

$$I_{п.с}=\frac{I_{п.д}}{k_A}=\frac{1}{k_A^2}\frac{U_с}{z_к}=\frac{1}{k_A^2}I_к, \qquad (22\text{-}14)$$

где $I_к$ — ток короткого замыкания двигателя при номинальном напряжении.

Таким образом, мы видим, что при пуске через автотрансформатор пусковой ток в сети уменьшается в k_A^2 раз по сравнению с пусковым током при прямом включении двигателя в сеть.

Но $M_п\sim U_{п.д}^2$, а так как в нашем случае $U_{п.д}=U_с/k_A$, то пусковой момент уменьшается тоже в k_A^2 раз по сравнению с моментом при прямом включении. Отсюда следует, что данный способ

пуска, так же как и предыдущий, возможен лишь в тех случаях, когда тормозящий момент при пуске невелик. В противном случае двигатель не возьмет с места.

По сравнению с предыдущим данный способ пуска имеет значительное преимущество в отношении пускового момента. Действительно,

$$M_{\text{п}} = \frac{m_1 I^2_{\text{п. д}} r'_2}{\Omega_1} = \frac{m_1 \left(I_{\text{п. с}} k_A\right)^2 r'_2}{\Omega_1}$$

и

$$M_{\text{н}} = \frac{m_1 I^2_{\text{н}} \dfrac{r'_2}{s_{\text{н}}}}{\Omega_1}.$$

Следовательно,

$$\frac{M_{\text{п}}}{M_{\text{н}}} = \frac{I^2_{\text{п. с}} k^2_A}{I^2_{\text{н}}} s_{\text{н}} = \frac{I_{\text{п. с}}}{I_{\text{н}}} \frac{k^2_A I_{\text{п. с}}}{I_{\text{н}}} s_{\text{н}}.$$

Отношение

$$I_{\text{п. с}}/I_{\text{н}} = k_{\text{п. с}}$$

представляет собой коэффициент кратности пускового тока в сети. Кроме того, по (22-14)

$$k^2_A = I_{\text{к}}/I_{\text{п. с}}.$$

Поэтому

$$\frac{M_{\text{п}}}{M_{\text{н}}} = k_{\text{п. с}} s_{\text{н}} \frac{I_{\text{к}}}{I_{\text{н}}}. \qquad (22\text{-}15)$$

Зависимость $M_{\text{п}}/M_{\text{н}} = f(k_{\text{п.с}})$ представляет собой прямую, так как при данных значениях $I_{\text{к}}/I_{\text{н}}$ и $s_{\text{н}}$ момент $M_{\text{п}} \sim k_{\text{п.с}}$. На рис. 22-6 кривая *1*, дающая зависимость $M_{\text{п}}/M_{\text{н}} = f(k_{\text{п.с}})$, построена для значений $I_{\text{к}}/I_{\text{н}} = 6$ и $s_{\text{н}} = 0{,}04$.

Сопоставляя формулу (22-15) с (22-13), видим, что при пуске через реактор момент $M_{\text{п. р}} \sim k^2_{\text{п.с}}$, а при пуске посредством автотрансформатора $M_{\text{пА}} \sim k_{\text{п. с}} I_{\text{к}}/I_{\text{н}}$. Так как $I_{\text{к}}/I_{\text{н}} > k_{\text{п.с}}$, то $M_{\text{пА}} > M_{\text{п.р}}$. Лишь в предельном случае, когда $k_{\text{п.с}} = I_{\text{к}}/I_{\text{н}}$ (прямой пуск), $M_{\text{п.р}} = M_{\text{пА}}$.

Г. Пуск в ход посредством переключения звезда — треугольник (Y/Δ). Схема пуска приведена на рис. 22-8. Если переключатель *2* находится в положении «пуск», то обмотка статора соединена звездой, если же в положении «работа», то — треугольником.

Пуск в ход производится следующим образом. Ставим переключатель *2* в положение «пуск» и замыкаем рубильник *1*. Когда двигатель достигнет установившейся скорости, быстро переводим переключатель *2* в положение «работа». Этим заканчивается пусковая операция.

Пусть $U_{\text{с}}$ — напряжение в сети; U_{Y} и U_{Δ} — напряжения на фазу при соединении обмотки статора звездой и треугольником;

$I_{\text{п.с Y}}$, $I_{\text{п.с }\Delta}$, $I_{\text{п.ф Y}}$ и $I_{\text{п.ф }\Delta}$ — пусковые токи в сети и в фазах обмотки статора при соединении ее звездой и треугольником; $z_к$ — сопротивление короткого замыкания одной фазы. Тогда

$$I_{\text{п. ф Y}} = I_{\text{п. с Y}} = \frac{U_Y}{z_к} = \frac{U_с}{\sqrt{3}z_к}. \qquad (22\text{-}16)$$

Если бы мы включили двигатель в сеть при соединении обмоток треугольником, то получили бы

$$I_{\text{п. ф}\Delta} = \frac{U_\Delta}{z_к} = \frac{U_с}{z_к}$$

и

$$I_{\text{п. с}\Delta} = \sqrt{3} I_{\text{п. ф}\Delta} \frac{\sqrt{3}U_с}{z_к}. \qquad (22\text{-}17)$$

Сопоставляя обе формулы, видим, что

$$\frac{I_{\text{п. с Y}}}{I_{\text{п. с }\Delta}} = \frac{1}{3}. \qquad (22\text{-}18)$$

Таким образом, пусковой ток в сети при соединении обмотки статора звездой в три раза меньше, чем при соединении треугольником. Однако при этом пусковой момент $M_п$ уменьшается тоже в три раза. Действительно,

$$M_{\text{п Y}} \sim U_Y^2 = \frac{U_с^2}{3},$$

тогда как

$$M_{\text{п}\Delta} \sim U_\Delta^2 = U_с^2.$$

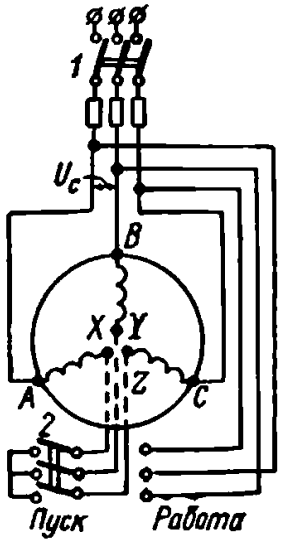


Рис. 22-8. Схема пуска короткозамкнутого двигателя с переключением звезда—треугольник

Данный способ пуска можно рассматривать как частный случай пуска посредством автотрансформатора при $k_A = \sqrt{3}$.

Способ переключения обмоток статора, но только в обратном порядке, т. е. Δ/Y, иногда применяется для улучшения $\cos\varphi$ при нагрузках, не превышающих 30—40% от номинальной.

Чтобы ответить на вопрос, как именно изменится режим работы двигателя при переключении Δ/Y, проще всего построить две совмещенные круговые диаграммы (рис. 22-9): одну для случая, когда обмотка статора соединена треугольником,— окружность *a*, другую для соединения звездой — окружность *b*. Диаграммы строятся по точкам холостого хода H_a и H_b и точкам короткого замыкания K_a и K_b. При переключении напряжение на фазу возрастает в $\sqrt{3}$ раза, соответственно возрастает поток Ф, тогда как ток холостого хода (на фазу) увеличивается больше чем в $\sqrt{3}$ раза вследствие насыщения стали. Ток короткого замыкания $I_{ка} = U_с/z_к$, а $I_{кb} = U_с/\sqrt{3}z_к$. Следовательно, $I_{ка} = I_{кb}\sqrt{3}$.

Кривые зависимостей η, $\cos\varphi$ и $I = f(P_2)$ при соединении обмоток статора треугольником и звездой показаны на рис. 22-10. Мы

видим, что переключение Δ/Y при малых нагрузках весьма благотворно влияет на величину cos φ и является одним из возможных мероприятий для улучшения коэффициента мощности сетей.

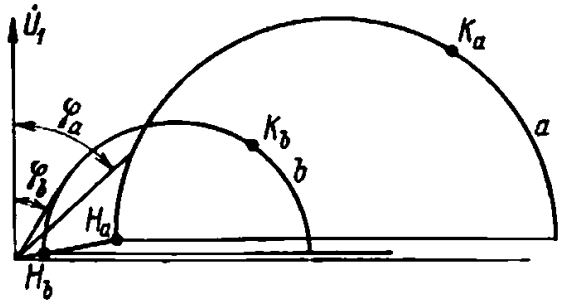


Рис. 22-9. Совмещенные круговые диаграммы при работе с соединением обмотки статора в треугольник (окружность *а*) и звезду (окружность *б*)

В обычных схемах переключения Y/Δ статор на очень короткое время отключается от сети. За это время скорость двигателя практически не изменяется, а так как она близка к синхронной, то при новом включении двигателя в сеть все происходит так, как если

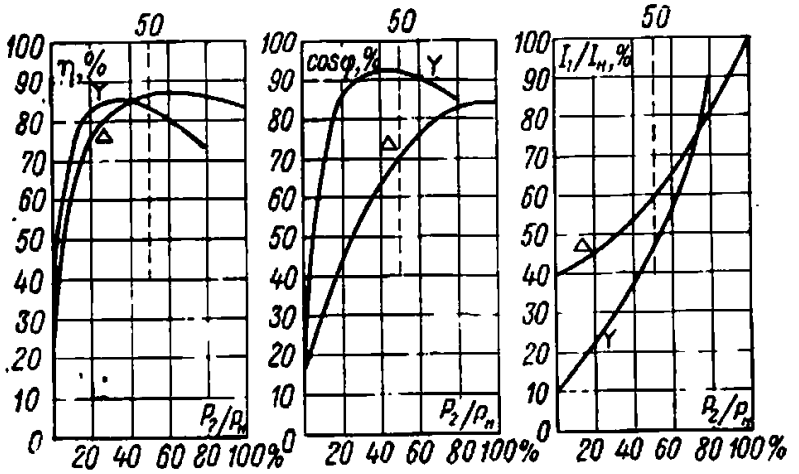


Рис. 22-10. Рабочие характеристики двигателя при соединении обмотки статора в треугольник и звезду

бы ротор двигателя был разомкнут ($r_2/s \approx \infty$). В этом случае наблюдается резкий всплеск тока включения холостого хода. Посредством специальных переключателей (без разрыва тока) несколько усложненной конструкции этот недостаток можно устранить.

Глава двадцать третья

АСИНХРОННЫЕ ДВИГАТЕЛИ С ВЫТЕСНЕНИЕМ ТОКА В ОБМОТКЕ РОТОРА

23-1. Двухклеточный двигатель
(163, 178, 179, 192, 193, 194, 209, 210, 211)

А. Формы исполнения двухклеточных двигателей. Двухклеточный двигатель изобретен М. О. Доливо-Добровольским и представляет собой одну из разновидностей короткозамкнутого асинхрон-

ного двигателя, использующую явление вытеснения тока в обмотке ротора для улучшения пусковых свойств двигателя.

Статор двухклеточного двигателя не отличается от статора обычных двигателей, а ротор имеет двойную беличью клетку (рис. 23-1, *а*). Верхняя клетка, расположенная ближе к воздушному зазору, выполняется из материала с большим удельным со-

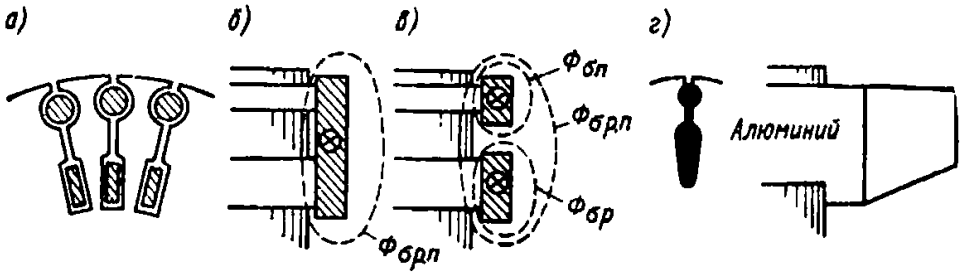


Рис. 23-1. Форма исполнения обмоток ротора двухклеточного двигателя

противлением — латуни, алюминиевой бронзы и т. п., а нижняя клетка — из красной меди, причем обе обмотки отделены друг от друга узкими щелями пазов. В результате этого нижняя клетка имеет бо́льшую магнитную проводимость для потоков рассеяния а верхняя — относительно малую, вследствие чего индуктивное сопротивление рассеяния нижней клетки значительно больше, чем верхней. Верхняя клетка в части, заложенной в стали, практически не имеет собственного потока рассеяния (рис. 23-2), так как поток рассеяния $\Phi_{\sigma\,р.\,ш}$, охватывающий совместно обе обмотки, является уже их потоком взаимоиндукции и определяется геометрической суммой токов, протекающих по верхним и нижним стержням.

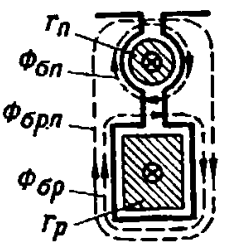


Рис. 23-2. Картина потока рассеяния паза ротора двухклеточного двигателя

Верхняя и нижняя клетки могут иметь общее короткозамыкающее кольцо (рис. 23-1, *б*), или каждая из обмоток имеет свое собственное короткозамыкающее кольцо (рис. 23-1, *в*). В первом случае по кольцу проходит ток, равный геометрической сумме токов обеих обмоток, вследствие чего поток рассеяния кольца также является потоком их взаимоиндукции, во втором же случае каждая из обмоток имеет свой собственный поток рассеяния колец и некоторый поток, охватывающий оба кольца совместно. На практике обычно применяется конструкция с раздельными кольцами (рис. 23-1, *в*), так как при этом стержни отдельных клеток, нагревающиеся при пуске в различной степени, имеют возможность свободно и независимо удлиняться.

Двухклеточные двигатели с заливкой алюминием выполняются с пазом надлежащей фигурной формы (рис. 23-1, *г*). В этом случае большое активное сопротивление верхней клетки достигается только уменьшением ее сечения, что не является опасным в тепловом отношении, так как обе обмотки соединяются друг

с другом через слой алюминия, заполняющего также и щель между обмотками.

Б. Принцип действия двухклеточного двигателя. При пуске в ход двигателя частота тока в роторе велика и равна частоте сети. Ток распределяется между верхней и нижней обмотками обратно пропорционально их полным сопротивлениям, а так как нижняя обмотка имеет весьма большое индуктивное сопротивление, то и ее полное сопротивление получается в несколько раз больше полного сопротивления верхней клетки, собственное индуктивное сопротивление которой чрезвычайно мало. Ток нижней клетки получается заметно меньше тока верхней клетки, и, кроме того, вследствие большого индуктивного сопротивления рассеяния нижней клетки, ток в ней отстает на большой угол от э. д. с., индуктированной потоком взаимоиндукции, и соответственно эта обмотка создает при пуске относительной малый вращающий момент. Наоборот, ток в верхней клетке при пуске получается не только значительным по своей величине, но, кроме того, вследствие ничтожного индуктивного и большого активного сопротивления этой клетки он почти совпадает по фазе с э. д. с. взаимоиндукции, в результате чего эта обмотка создает весьма большой вращающий момент.

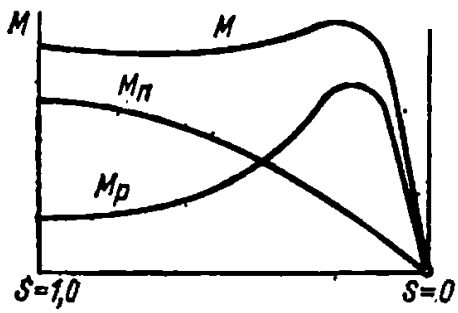


Рис. 23-3. Кривые моментов вращения двухклеточного двигателя

Таким образом, в период пуска вращающий момент развивает главным образом лишь верхняя клетка, вследствие чего она называется пусковой клеткой.

По мере повышения скорости двигателя частота в обмотке ротора начинает снижаться, результатом чего является понижение индуктивного сопротивления нижней клетки и повышение тока в ней при соответствующем уменьшении угла сдвига тока от напряжения. Следовательно, эта клетка начинает постепенно создавать все больший вращающий момент. Когда же двигатель разовьет полную скорость и будет иметь весьма небольшое скольжение s, то индуктивное сопротивление нижней клетки по сравнению с ее активным сопротивлением станет ничтожным. В этом случае суммарный рабочий ток вторичной цепи двигателя будет делиться между обмотками обратно пропорционально их активным сопротивлениям, а так как верхняя обмотка имеет активное сопротивление, бо́льшее по сравнению с нижней обмоткой в 5—6 раз, то ток в верхней клетке становится значительно меньше тока нижней клетки, в результате чего вращающий момент по существу создается в этом случае нижней клеткой. Вследствие этого нижняя клетка называется рабочей клеткой.

На рис. 23-3 представлена приближенная диаграмма моментов верхней и нижней клеток, а также суммарный момент от обеих клеток.

Возможные соотношения между кратностью пускового момента и кратностью пускового тока для двухклеточных двигателей согласно данным завода «Электросила» представлены в табличке.

$M_п/M_н$	2,0	1,5	1,0
$I_п/I_н$	5—4,5	3,8—3,5	3,5—3,2

В. Схема замещения двухклеточного двигателя. Картина полей рассеяния внутри паза двухклеточного двигателя изображена на рис. 23-2. Поток рассеяния $Ф_{σр.п}$ охватывает контур обоих токов—верхней и нижней клеток — и определяется геометрической суммой этих токов, представляющей собой эквивалентный ток вторичной цепи I_2. Этому потоку соответствует индуктивное сопротивление $x_{р.п}$. Поток рассеяния $Ф_{σр}$ охватывает одну нижнюю клетку и определяется током в этой клетке $I_р$; этому потоку соответствует индуктивное сопротивление рассеяния $x_р$. Поток рассеяния $Ф_{σп}$ должен охватывать только верхнюю клетку и определяться током в этой клетке $I_п$, но так как линии этого потока, проходящие через щель между клетками, направлены навстречу линиям потока $Ф_{σр}$, то в результате создастся эквивалентный поток $Ф_{σр.п}$, охватывающий обе клетки совместно. Нужно отметить при этом, что поток $Ф_{σп}$ должен пересечь два воздушных промежутка, а потоки $Ф_{σр.п}$ и $Ф_{σр}$ — только один. Вследствие указанных причин при ненасыщенной магнитной системе можно принять, что поток $Ф_{σп} \approx \approx 0$, а соответственно и индуктивное сопротивление рассеяния $x_п \approx 0$. Только при наличии отдельных короткозамыкающих колец для каждой клетки создаются условия для образования небольшого потока вокруг кольца верхней клетки, и в этом случае нужно считать, что и верхняя клетка имеет небольшое независимое индуктивное сопротивление рассеяния $x_п$.

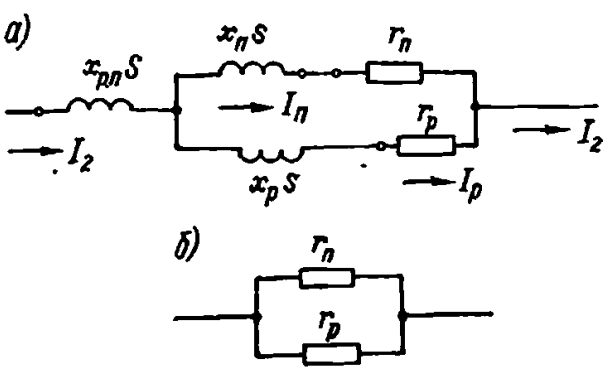


Рис. 23-4. Схемы замещения цепи ротора двухклеточного двигателя

В соответствии со сказанным схема замещения цепи ротора при скольжении s получает вид, изображенный на рис. 23-4, *а*.

Напишем выражение для полного сопротивления всей вторичной цепи:

$$Z_{2s} = Z_{р\ пs} + \frac{Z_{пs} Z_{рs}}{Z_{пs} + Z_{рs}} = jx_{р\ пs} + \frac{(r_п + ix_п s)(r_р + jx_р s)}{(r_п + r_р) + j(x_п + x_р)s}. \quad (23\text{-}1)$$

Умножая числитель и знаменатель дроби в выражении (23-1) на сопряженный комплекс знаменателя, получаем:

$$Z_{2s}=\left[jx_{\text{р.п}}+\frac{r_{\text{п}}r_{\text{р}}(r_{\text{п}}+r_{\text{р}})+\left(r_{\text{п}}x_{\text{р}}^2+r_{\text{р}}x_{\text{п}}^2\right)s}{s\left[(r_{\text{п}}+r_{\text{р}})^2+(x_{\text{п}}+x_{\text{р}})^2s^2\right]}+\right.$$
$$\left.+j\frac{r_{\text{п}}^2x_{\text{р}}+r_{\text{р}}^2x_{\text{п}}+x_{\text{п}}x_{\text{р}}\left(x_{\text{п}}+x_{\text{р}}\right)s^2}{(r_{\text{п}}+r_{\text{р}})^2+(x_{\text{п}}+x_{\text{р}})^2s^2}\right]. \quad (23\text{-}1\text{а})$$

Уравнения (23-1) и (23-1а) для Z_{2s} достаточно сложны для анализа. Но в большинстве случаев, как было указано выше, например для двигателя с двойной беличьей клеткой, можно принять $x_{\text{п}}\approx 0$, и тогда формула (23-1а) принимает для анализа значительно более простой и удобный вид. В этом случае отдельного пазового рассеяния верхней клетки не существует, а может оставаться лишь весьма малое раздельное лобовое рассеяние для верхней и нижней клеток при наличии раздельных короткозамыкающих колец.

При общем короткозамыкающем кольце для обеих клеток раздельных рассеяний и в этом случае не существует, а остается лишь общее рассеяние обеих клеток в пазовой и лобовой частях, которое относится уже к взаимной индуктивности рассеяния $x_{\text{р.п}}$. При $x_{\text{п}}=0$ формула (23-1а) будет иметь вид:

$$Z_{2s}=s\left\{jx_{\text{р. п}}+\frac{r_{\text{п}}r_{\text{р}}+jr_{\text{п}}x_{\text{р}}s}{s\left[(r_{\text{п}}+r_{\text{р}})+jx_{\text{р}}s\right]}\right\}=$$
$$=s\left\{jx_{\text{р.п}}+\frac{r_{\text{п}}r_{\text{р}}(r_{\text{п}}+r_{\text{р}})+r_{\text{п}}x_{\text{р}}^2s^2}{s\left[(r_{\text{п}}+r_{\text{р}})^2+x_{\text{р}}^2s^2\right]}+j\frac{r_{\text{п}}^2x_{\text{р}}}{\left[(r_{\text{п}}+r_{\text{р}})^2+x_{\text{р}}^2s^2\right]}\right\}. \quad (23\text{-}2)$$

Полная схема замещения двухклеточного двигателя будет иметь вид, изображенный на рис. 23-5, *а*. Анализ этой схемы вследствие наличия в ней нескольких ветвей является достаточно сложным. Если преобразовать схему рис. 23-5, *а* в схему с вынесенным намагничивающим контуром, как это было сделано в § 19-5 для обычной асинхронной машины, и принять при этом поправочный коэффициент σ_1 за вещественное число, то получится уточненная схема замещения рис. 23-5, *б*. В этой схеме скольжение не влияет на ток в намагничивающем контуре. В результате в преобразованной схеме остается только одно параллельное разветвление, что уже значительно упрощает анализ этой схемы. В схеме рис. 23-5, *б* имеем:

$$X_1=x_1\sigma_1, \quad R_1=r_1\sigma_1, \quad X_{\text{р. п}}=x'_{\text{р. п}}\sigma_1^2,$$
$$R_{\text{п}}=r'_{\text{п}}\sigma_1^2, \quad X_{\text{р}}=x'_{\text{р}}\sigma_1^2, \quad R_{\text{р}}=r'_{\text{р}}\sigma_1^2,$$

где поправочный коэффициент σ_1, если пренебречь активными сопротивлениями r_1 и r_m, равен первичному коэффициенту рассеяния.

Рассмотрим теперь в отдельности режим работы двигателя при малых скольжениях, когда $s \approx 0$ (номинальная нагрузка), и режим работы при $s \approx 1$ (пусковой и тормозной режимы).

Г. Режим малых скольжений ($s \approx 0$). В этом случае в (23-2) можно пренебречь членами с s^2, и тогда выражение для полного сопротивления вторичной цепи принимает следующий вид:

$$Z_{2s} \approx s\left[jx_{\text{р. п}} + \frac{r_{\text{п}} r_{\text{р}}}{s(r_{\text{п}} + r_{\text{р}})} + j\frac{r_{\text{п}}^2}{(r_{\text{п}} + r_{\text{р}})^2} x_{\text{р}}\right] =$$

$$= s\left[jx_{\text{р. п}} + \frac{r_{\text{э}}}{s} + jx_{\text{э}}\right], \qquad (23\text{-}3)$$

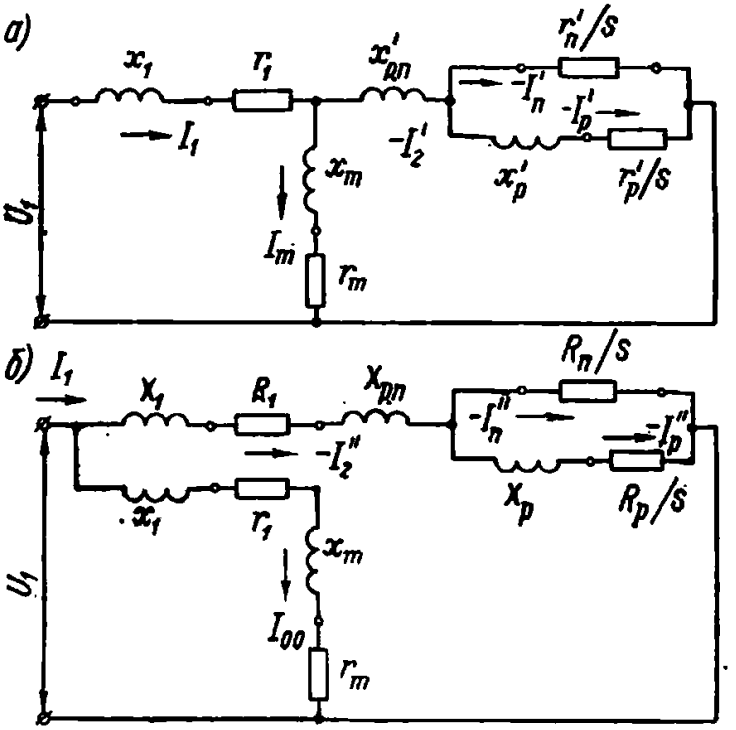


Рис. 23-5. Точная (*а*) и уточненная (*б*) схемы замещения двухклеточного двигателя

где

$$r_{\text{э}} = \frac{r_{\text{п}} r_{\text{р}}}{r_{\text{п}} + r_{\text{р}}}; \qquad x_{\text{э}} = \frac{r_{\text{п}}^2}{(r_{\text{п}} + r_{\text{р}})^2} x_{\text{р}}.$$

Отсюда следует, что для области малых скольжений эквивалентное активное сопротивление равно эквивалентному значению двух параллельно включенных сопротивлений $r_{\text{р}}$ и $r_{\text{п}}$ (рис. 23-4, *б*), а эквивалентное индуктивное сопротивление $x_{\text{э}}$ равно индуктивному сопротивлению нижней клетки $x_{\text{р}}$, умноженному на квадрат отношения активных сопротивлений:

$$\left(\frac{r_{\text{п}}}{r_{\text{р}} + r_{\text{п}}}\right)^2.$$

Заменяя сопротивления разветвленной части схемы замещения рис. 23-5, *б* сопротивлениями $R_{\text{э}} = r_{\text{э}}' \sigma_1^2$ и $X_{\text{э}} = x_{\text{э}}' \sigma_1^2$, получаем

схему рис. 23-6, которая представляет собой эквивалентную схему двигателя, имеющего во вторичной цепи сопротивления $X_2 = X_{р.п} + X_э$ и $R_2/s = R_э/s$.

Если данный двухклеточный двигатель выполнить в виде обычного короткозамкнутого, имеющего лишь одну верхнюю клетку, но с активным сопротивлением $R_э$, а цепь статора оставить при этом прежней, то такой двигатель будет иметь те же самые сопротивления первичной цепи, а в своей вторичной цепи — сопротивления $R_2/s = R_э/s$ и $X_2 = X_{р.п}$. У обоих двигателей будет одинаковый ток холостого хода, но диаметры круговых диаграмм — различные. Для обычного асинхронного двигателя

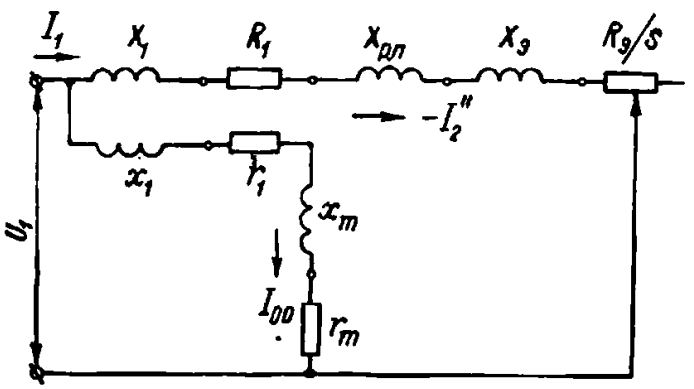


Рис. 23-6. Приближенная схема замещения двухклеточного двигателя при малых скольжениях

$$D_a = \frac{U_1}{X_1 + X_2} = \frac{U_1}{X_1 + X_{р.п}}, \quad (23\text{-}4)$$

а для двухклеточного двигателя

$$D_э = \frac{U_1}{X_1 + X_{р.п} + X_э}. \quad (23\text{-}5)$$

Очевидно, что $D_a > D_э$, и круговые диаграммы этих двигателей будут иметь вид, изображенный на рис. 23-7. Поскольку мы предположили, что вторичные и первичные активные сопротивления этих двигателей равны, то эти двигатели будут

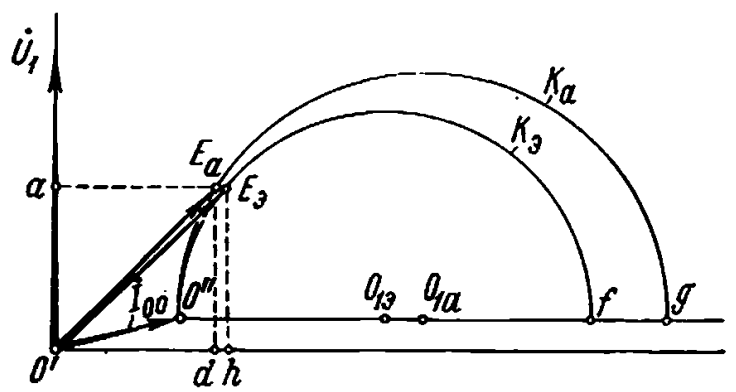


Рис. 23-7. Круговые диаграммы нормального асинхронного двигателя (K_a) и двухклеточного двигателя ($K_э$)

иметь приблизительно одинаковый к. п. д. При одной и той же нагрузке двигатели в этом случае будут иметь одну и ту же активную составляющую тока: $E_a d = E_э h$, но индуктивная составляющая тока $O'd$ для обычного асинхронного двигателя меньше индуктивной составляющей $O'h$ для двухклеточного двигателя. Вследствие этого $\cos\varphi$ для двухклеточного двигателя получается

обычно более низким, чем для нормального асинхронного двигателя, что более сильно проявляется в тихоходных двигателях по сравнению с быстроходными. Следовательно, повышенный пусковой момент в двухклеточном двигателе достигается за счет некоторого понижения $\cos\varphi$ при практически одинаковом к. п. д. по сравнению с нормальным короткозамкнутым асинхронным двигателем.

Д. Режим больших скольжений ($s \approx 1{,}0$). При больших скольжениях в разветвленном вторичном контуре можно пренебречь активным сопротивлением нижней клетки $R_р/s$ по сравнению с относительно большим индуктивным сопротивлением $X_р$ той же клетки. Полагая для этого случая $R_р \approx 0$, получаем для главной цепи двигателя приближенную схему замещения рис. 23-8, *а*.

Сравним схему рис. 23-8, *а* с полной схемой замещения обычного асинхронного двигателя (см. рис. 19-5), у которого пренебрегаем потерями в стали ($r_m \approx 0$). Последняя схема замещения преобразуется в уточненную схему замещения рис. 19-7. Если совершенно подобным же образом преобразовать схему рис. 23-8, *а* в схему с вынесенным на зажимы параллельным контуром, то получится схема замещения рис. 23-8, *б*. Из этой схемы следует, что при больших скольжениях конец вектора тока будет описывать окружность, диаметр которой

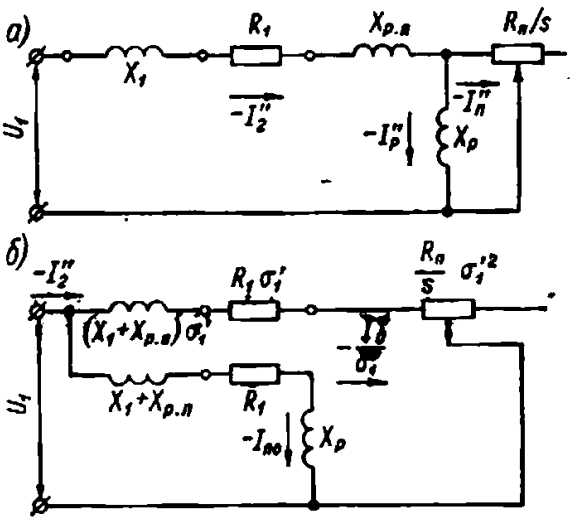


Рис. 23-8. Приближенные схемы замещения асинхронного двигателя при больших скольжениях

$$D_п = \frac{U_1}{(X_1 + X_{р.п})\,\sigma_1'}, \tag{23-6}$$

где

$$\sigma_1' = 1 + \frac{X_1 + X_{р.п}}{X_р}. \tag{23-7}$$

Подставляя σ_1' в выражение для диаметра, получаем:

$$D_п = \frac{U_1 X_р}{(X_1 + X_{р.п})\,(X_1 + X_{р.п} + X_р)}. \tag{23-8}$$

Условным током холостого хода для этой окружности, действительной только для больших s, будет

$$I_{п0} = \frac{U_1}{\sqrt{R_1^2 + (X_1 + X_{р.п} + X_р)^2}}. \tag{23-9}$$

Рассмотрим теперь окружность тока при разомкнутой верхней клетке, для чего в схеме рис. 23-5, *б* нужно положить $R_п = \infty$.

В этом случае получится одноклеточный асинхронный двигатель, у которого диаметр окружности тока

$$D_0 = \frac{U_1}{X_1 + X_{р.п} + X_р}, \tag{23-10}$$

а ток при скольжении $s = \pm\infty$

$$I_{0\infty} = \frac{U_1}{\sqrt{R_1^2 + (X_1 + X_{р.п} + X_р)^2}}. \tag{23-11}$$

Отсюда приходим к заключению, что ток холостого хода окружности $K_п$, соответствующей схеме рис. 23-8, *б*, равен току для скольжения $s = \pm\infty$ окружности K_0, соответствующей работе двигателя при разомкнутой верхней клетке.

Интересно отметить следующее соотношение между диаметрами рассмотренных нами окружностей:

$$D_п = \frac{U_1 X_р}{(X_1 + X_{р.п})(X_1 + X_{р.п} + X_р)} =$$

$$= \frac{U_1}{X_1 + X_{р.п}} - \frac{U_1}{X_1 + X_{р.п} + X_р} = D_а - D_0. \tag{23-12}$$

Отметим, что точки со скольжением $s = \pm\infty$ для окружностей $K_а$ и $K_п$ совпадают. Действительно, для первой окружности (схема рис. 23-6 при $X_э = 0$) имеем:

$$I_{а\infty} = \frac{U_1}{\sqrt{R_1^2 + (X_1 + X_{р.п})^2}}, \tag{23-13}$$

а для второй окружности $K_п$ (схема рис. 23-8, *б*)

$$I_{п\infty} = \frac{U_1}{\sqrt{R_1^2 + (X_1 + X_{р.п})^2}}, \tag{23-14}$$

откуда

$$I_{а\infty} = I_{п\infty}.$$

Все рассмотренные нами окружности с их взаимным расположением представлены на рис. 23-9.

При более подробном анализе можно показать, что центр $M_а$ окружности $K_а$, центр $M_п$ окружности $K_п$ и точка со скольжением $s = \pm\infty$ окружностей $K_а$ и $K_п$ лежат на одной прямой линии $M_а M_п F$.

Нанесем на рис. 23-9 круговую диаграмму $K_э$, соответствующую рабочему режиму двухклеточного двигателя при малых скольжениях Проводя штриховую плавную переходную линию с рабочей окружности $K_э$ на пусковую окружность $K_п$, получаем кривую, описываемую концом вектора тока двухклеточного двигателя.

Более подробно о построении геометрического места токов, шкал скольжения, к. п. д. изложено в книге М. П. Костенко «Электрические машины», специальная часть, 1949 г.

Е. Сравнение двухклеточного и нормального двигателей. Двухклеточный двигатель можно выполнять с различными значениями начального вращающего момента в пределах от номинального до двойного и даже при специальных требованиях до тройного; при этом пусковой ток может изменяться в достаточно широких пределах. Изменение величины начального момента достигается соответствующим подбором активных и индуктивных сопротивлений ротора $r_п$, $r_р$ и $x_р$.

Приведем сравнительные характеристики $\cos\varphi$ (рис. 23-10), кратности пускового момента $M_п/M_н$ и кратности пускового тока

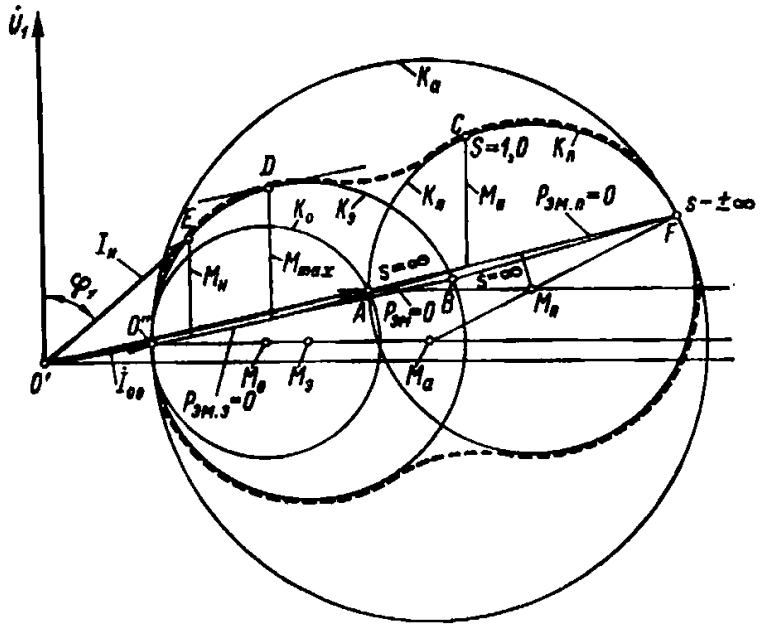


Рис. 23-9. Построение геометрических мест тока двухклеточного двигателя

$I_п/I_н$ (рис. 23-11) для двух четырехполюсных двигателей мощностью 29 *квт* с ротором двухклеточного двигателя (*2*) и с нормальным короткозамкнутым ротором (*1*), имеющих одинаковые статоры и вторичные активные сопротивления в номинальном режиме.

Двухклеточный двигатель дает приблизительно такой же $\cos\varphi$, как и соответствующий двигатель с контактными кольцами, имеющий повышенное индуктивное сопротивление ротора по сравнению с простым короткозамкнутым двигателем из-за большей длины лобовых частей обмотки ротора.

Пример. Расчет параметров схемы замещения асинхронного трехфазного двигателя с двойной беличьей клеткой.

Статор и параметры намагничивающего контура схемы замещения принимаем такими же, как и для простого короткозамкнутого двигателя (см. пример в гл. 19).

Данные ротора: число пазов ротора $N_2=80$, число пазов на полюс и фазу $q_2=4{,}44$. Форма паза ротора и основные размеры показаны на рис. 23-12а.

Проводимость паза ротора:

для верхней клетки (латунь)

$$\lambda_{п.\,с1} = 0{,}623 + \frac{1}{2{,}5} = 1{,}023 \quad \text{[формула (5-15г)]};$$

$$\lambda_{л.\,с1} = 1{,}14 \quad \text{[формула (18-25а)]};$$

$\lambda_{д.с} = 1{,}7$ [формула (5-27), коэффициент $k_{д2}$ по рис 18-7 для $\beta = 1{,}0$ и $q_2 = 4{,}44$],

$$\sum \lambda_{с1} = 1{,}023 + 1{,}14 + 1{,}7 = 3{,}86;$$

$$x'_{р.\,п} = 2\pi \cdot 1{,}26 \cdot 10^{-8} \cdot 50 \cdot 33{,}4 \cdot 3{,}86 \cdot k = 0{,}00051 \cdot 5500 = 2{,}8 \text{ ом},$$

где $k = 5500$ — коэффициент приведения;

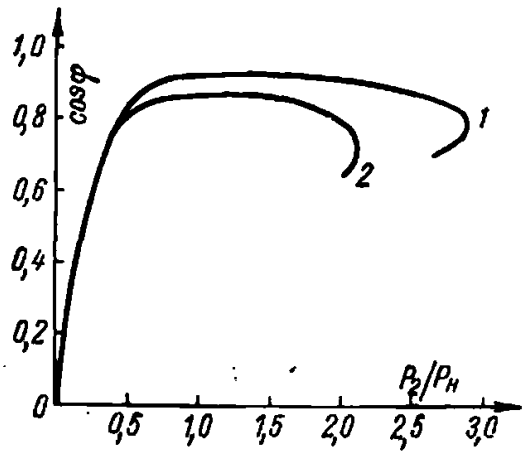


Рис. 23-10. Зависимости коэффициента мощности от нагрузки для четырехполюсных двигателей мощностью 29 *квт* нормального (*1*) и двухклеточного (*2*) исполнения

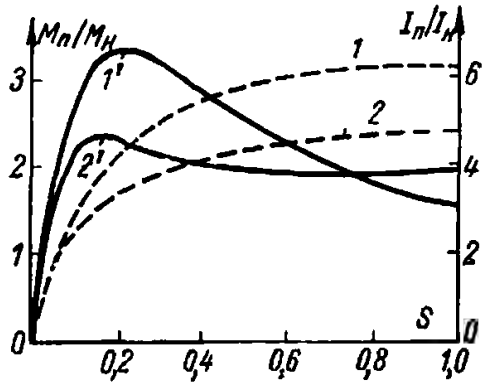


Рис. 23-11. Зависимости вращающего момента (*1'* и *2'*) и тока (*1* и *2*) от скольжения для четырехполюсных двигателей мощностью 29 *квт* нормального (*1* и *1'*) и двухклеточного (*2* и *2'*) исполнения

для нижней клетки (медь)

$$\lambda_{п.\,с2} = 0{,}623 + \frac{6}{2} = 3{,}62; \quad \lambda_{л\ с2} = 1{,}14, \quad \Sigma\lambda_{с2} = 4{,}76;$$

$$x'_{р} = 2\pi \cdot 1{,}26 \cdot 10^{-8} \cdot 50 \cdot 33{,}4 \cdot 4{,}76 \cdot k = 6{,}29 \cdot 10^{-5} \cdot 5500 = 3{,}45 \text{ ом},$$

Омические сопротивления стержней верхней клетки:

$$r_{с1} = \rho_{75^\circ} \frac{l_{с1}}{q_{с1}} = 0{,}0744 \frac{0{,}474}{78{,}5} = 45 \cdot 10^{-5} \text{ ом},$$

где

$$l_{с1} = 364 + 2 \cdot 55 = 474 \text{ мм};$$

$$d_{с1} = 10 \text{ мм}; \quad q_с = \frac{\pi}{4} \cdot 10^2 = 78{,}5 \text{ мм}^2;$$

$$\rho_{15^\circ} = 0{,}06 \text{ (ом} \cdot \text{мм}^2)/\text{м}; \quad \rho_{75^\circ} = 1{,}24 \cdot 0{,}06 = 0{,}0744 \cdot (\text{ом} \cdot \text{мм}^2)/\text{м}.$$

Сопротивление двух прилегающих участков медного короткозамыкающего кольца верхней клетки

$$r_{кл1} = \rho_{м75°} \frac{l_{кл1}}{q_{к1}} = 0{,}0217 \frac{0{,}0386}{406} = 20{,}6 \cdot 10^{-7} \text{ ом},$$

где

$$q_{к1} = 12{,}5 \cdot 32{,}5 = 406 \text{ мм}^2; \quad l_{кл1} = 2 \frac{\pi \cdot 491}{80} = 38{,}6 \text{ мм}.$$

Сопротивление двух участков кольца, приведенное к сопротивлению стержня, по формуле (18-24)

$$r'_{кл1} = \frac{20{,}6 \cdot 10^{-7}}{0{,}055} = 3{,}75 \cdot 10^{-5} \text{ ом}.$$

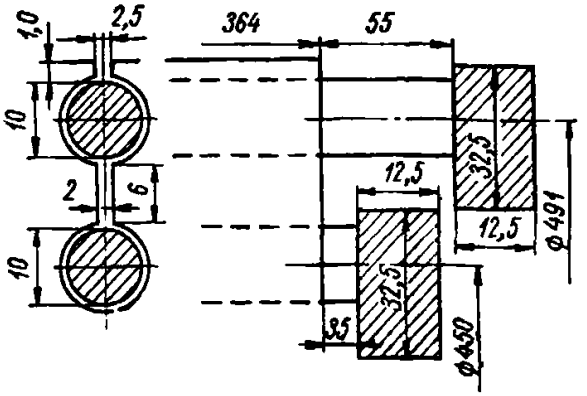


Рис. 23-12а. Форма паза ротора с двойной беличьей клеткой

Общее омическое сопротивление верхней клетки, приведенное к первичной системе статора,

$$r'_{п} = \left(r_{с1} + r'_{кл1}\right) k = (45 + 3{,}75) \cdot 10^{-5} \cdot 5500 = 2{,}68 \text{ ом}.$$

Нижняя медная клетка:

$$l_{с2} = 364 + 2 \cdot 35 = 434 \text{ мм}; \quad d_{с2} = 10 \text{ мм};$$

$$q_{с2} = \frac{\pi \cdot 10^2}{4} = 78{,}5 \text{ мм}^2;$$

$$r_{с2} = 0{,}0217 \frac{0{,}434}{78{,}5} = 12 \cdot 10^{-5} \text{ ом};$$

$$q_{к2} = 12{,}5 \cdot 32{,}5 = 406 \text{ мм}^2;$$

$$l_{кл2} = 2 \frac{\pi \cdot 450}{80} = 35{,}4 \text{ мм};$$

$$r_{кл2} = 0{,}0217 \frac{0{,}0354}{406} = 18{,}9 \cdot 10^{-7} \text{ ом}.$$

Сопротивление двух участков короткозамыкающих колец нижней клетки, приведенное к сопротивлению стержня беличьей клетки, по формуле (18-24)

$$r'_{кл2} = \frac{18{,}9 \cdot 10^{-7}}{0{,}055} = 3{,}45 \cdot 10^{-5} \text{ ом}.$$

Общее омическое сопротивление нижней клетки, приведенное к первичной цепи,

$$r'_{\text{р}} = \left(r_{\text{с2}} + r'_{\text{кл2}}\right) k = (12 + 3{,}45) \cdot 10^{-5} \cdot 5500 = 0{,}85 \text{ ом}.$$

Полная эквивалентная схема замещения двигателя с беличьей клеткой — по рис. 23-5, *а*, где

$$x_1 = 2{,}78 \text{ ом}; \quad r_1 = 0{,}68 \text{ ом}; \quad x'_{\text{р. п}} = 2{,}8 \text{ ом};$$

$$r_{\text{п}}/s = 2{,}68/s; \quad x'_{\text{р}} = 3{,}45 \text{ ом};$$

$$r'_{\text{р}}/s = 0{,}85/s; \quad x_m = 95{,}6 \text{ ом}; \quad r_m = 11 \text{ ом}.$$

Эквивалентная схема замещения с вынесенным на зажимы контуром холостого хода — по рис. 23-5, *б*, где

$$\sigma_1 = 1 + \frac{2{,}78}{95{,}6} = 1{,}03; \qquad \sigma_1^2 = 1{,}06;$$

$$R_1 = 0{,}68 \cdot 1{,}03 = 0{,}7 \text{ ом}; \quad X_1 = 2{,}78 \cdot 1{,}03 = 2{,}86 \text{ ом};$$
$$X_{\text{р. п}} = 2{,}8 \cdot 1{,}06 = 2{,}96 \text{ ом}; \quad X_{\text{р}} = 3{,}45 \cdot 1{,}06 = 3{,}65 \text{ ом};$$
$$R_{\text{п}} = 2{,}68 \cdot 1{,}06 = 2{,}84 \text{ ом}; \quad R_{\text{р}} = 0{,}85 \cdot 1{,}06 = 0{,}9 \text{ ом}.$$

Пример. Расчет мощностей и моментов асинхронного трехфазного двигателя с двойной беличьей клеткой и построение геометрического места первичного тока.

Полная механическая мощность.

$$P_{\text{мх}} = p_{\text{мх}} + p_{\text{д}} + P_2 = 2{,}0 + 1{,}4 + 250 = 253{,}4 \text{ квт}.$$

Приведенный ток главной цепи ввиду несколько пониженного $\cos\varphi$ принимаем равным $I''_2 = 53$ *а* (для простого короткозамкнутого двигателя $I''_2 = 52$ *а*). При этом

$$p_{\text{м2}} = 3I_2^{*2} R_2 = 3 \cdot 53^2 \cdot 0{,}683 \cdot 10^{-3} = 5{,}74 \text{ квт};$$

$$P_{\text{эм}} = P_{\text{мх}} + p_{\text{м2}} = 253{,}4 + 5{,}74 = 259{,}14 \text{ квт};$$

$$s_{\text{ц}} = p_{\text{м2}}/P_{\text{эм}} = \frac{5{,}74}{259{,}14} = 0{,}0221;$$

$$\frac{R_2}{s_{\text{н}}} = \frac{0{,}683}{0{,}0221} = 30{,}9 \text{ ом};$$

$$\cos\psi_2 = \frac{R_1 + R_2/s_{\text{н}}}{\sqrt{\left(R_1 + \frac{R_2}{s_{\text{н}}}\right)^2 + X_{\text{к}}^2}} = \frac{0{,}7 + 30{,}9}{\sqrt{(0{,}7 + 30{,}9)^2 + 7{,}93^2}} = \frac{31{,}6}{32{,}6} = 0{,}97;$$

$$P_{\text{эм. ц}} = \frac{3U_{1\text{ф}}^2 \frac{R_2}{s_{\text{н}}}}{\left(R_1 + \frac{R_2}{s_{\text{н}}}\right)^2 + X_{\text{к}}^2} = \frac{3 \cdot 1730^2 \cdot 30{,}9 \cdot 10^{-3}}{(0{,}7 + 30{,}9)^2 + 7{,}93^2} = 261{,}5 \text{ квт};$$

$$M_{\text{эм н}} = \frac{P_{\text{эм. н}}}{2\pi \cdot n} = \frac{261{,}5 \cdot 10^3}{2\pi \frac{1000}{60}} = 2500 \text{ н} \cdot \text{м};$$

по формуле (20-32)

$$M_m = \frac{3 \cdot 3 \cdot 1730^2}{2 \cdot 2\pi \cdot 50 \left(0{,}7 + \sqrt{0{,}7^2 + 7{,}93^2}\right)} = 4950 \text{ н} \cdot \text{м};$$

$$\frac{M_m}{M_{\text{эм. н}}} = \frac{4950}{2500} = 1{,}98.$$

$$\sum p = \left(p_{\text{мх}} + p_{\text{д}}\right) + 3I_2'^2 R_{\text{к}} + p_0 = 3{,}4 + 11{,}6 + 11{,}68 = 26{,}7 \text{ квт};$$

$$\eta = \left(1 - \frac{26{,}7}{250 + 26{,}7}\right) \cdot 100 = (1 - 0{,}0966) \cdot 100 = 90{,}34\%$$

Для режимов малых скольжений в пределах нормальных нагрузок схема замещения может быть представлена в упрощенном виде с заменой сопротивлений разветвленного контура главной цепи эквивалентными последовательно соединенными сопротивлениями:

$$R_{\text{э}} = R_{\text{р}}\alpha = 0{,}9 \cdot 0{,}76 = 0{,}683 \text{ ом};$$

$$X_{\text{э}} = X_{\text{р}}\alpha^2 = 3{,}65 \cdot 0{,}578 = 2{,}11 \text{ ом},$$

где

$$\alpha = \frac{R_{\text{п}}}{R_{\text{п}} + R_{\text{р}}} = \frac{2{,}84}{2{,}84 + 0{,}9} = 0{,}76 \text{ и } \alpha^2 = 0{,}578.$$

Для режима малых скольжений ($s<0{,}1$) схема замещения принимает упрощенный вид, показанный на рис. 23-6, где

$$R_{\text{к}} = R_1 + R_{\text{э}} = 0{,}7 + 0{,}683 = 1{,}383 \text{ ом};$$

$$X_{\text{к}} = (X_1 + X_{\text{р. п}}) + X_{\text{э}} = 5{,}82 + 2{,}11 = 7{,}93 \text{ ом};$$

$$Z_{\text{к}} = \sqrt{R_{\text{к}}^2 + X_{\text{к}}^2} = \sqrt{1{,}383^2 + 7{,}93^2} = 8{,}02 \text{ ом};$$

$$I_{\text{к}} = \frac{1730}{8{,}02} = 216a; \quad \cos\varphi_{\text{к}} = \frac{1{,}383}{8{,}02} = 0{,}173.$$

Для режимов больших скольжений ($s>1$) упрощенная схема замещения главной цепи принимает вид рис. 23-8, *а* и может быть преобразована в упрощенную схему замещения с вынесенным на зажимы условным намагничивающим контуром — рис. 23-8, *б*. В этом случае

$$\sigma_1' = 1 + \frac{X_1 + X_{\text{р. п}}}{X_{\text{р}}} = 1 + \frac{5{,}82}{3{,}65} = 2{,}6; \quad \sigma'^2 = 6{,}75;$$

$$X_{\text{к}} = (X_1 + X_{\text{р. п}})\sigma_1' = 5{,}82 \cdot 2{,}6 = 15{,}2 \text{ ом};$$

$$R_{\text{к}} = R_1\sigma_1' + R_{\text{п}}\sigma_1'^2 = 0{,}7 \cdot 2{,}6 + 2{,}84 \cdot 6{,}75 = 20{,}92 \text{ ом};$$

$$R_{\text{п}}\sigma_1'^2 = 2{,}84 \cdot 6{,}75 = 19{,}1 \text{ ом};$$

$$Z_{\text{к}} = \sqrt{20{,}92^2 + 15{,}2^2} = 25{,}8 \text{ ом};$$

$$I_{\text{к}}'' = \frac{1730}{25{,}8} = 67a;$$

по формуле (20-34)

$$M_{\text{п}} = \frac{3 \cdot 3 \cdot 1730^2 \cdot 19{,}1}{2 \cdot \pi \cdot 50 \cdot 665} = 2470 \text{ н} \cdot \text{м};$$

$$\frac{M_{\text{п}}}{M_{\text{зв}}} = \frac{2470}{2440} = 1{,}025.$$

Более точный расчет параметров асинхронного двигателя с двойной беличьей клеткой при различных скольжениях произведем по формулам (23-1) и (23-2), соответствующим схеме замещения рис. 23-5:

$$Z_{\text{п}} = R_1 + j\,(X_1 + X_{\text{р. п}}) + \frac{R_{\text{п}} R_{\text{р}} (R_{\text{п}} + R_{\text{р}}) + R_{\text{п}} X_{\text{р}}^2 s^2}{s\left[(R_{\text{п}} + R_{\text{р}})^2 + X_{\text{р}}^2 s^2\right]} +$$

$$+ j\frac{R_{\text{п}}^2 X_{\text{р}}}{\left[(R_{\text{п}} + R_{\text{р}})^2 + X_{\text{р}}^2 s^2\right]} = 0{,}7 + j\,5{,}82 +$$

$$+ \frac{2{,}84 \cdot 0{,}9 \cdot (2{,}84 + 0{,}9) + 2{,}84 \cdot 3{,}65^2 s^2}{s\,|(2{,}84 + 0{,}9)^2 + 3{,}65^2 s^2|} + j\,\frac{2{,}84 \cdot 3{,}65}{(2{,}84 + 0{,}9)^2 + 3{,}65^2 s^2} =$$

$$= 0{,}7 + j\,5{,}82 + \frac{9{,}56 + 37{,}8 \cdot s^2}{s\,(13{,}9 + 13{,}2 \cdot s^2)} + j\,\frac{29{,}3}{(13{,}9 + 13{,}2 \cdot s^2)};$$

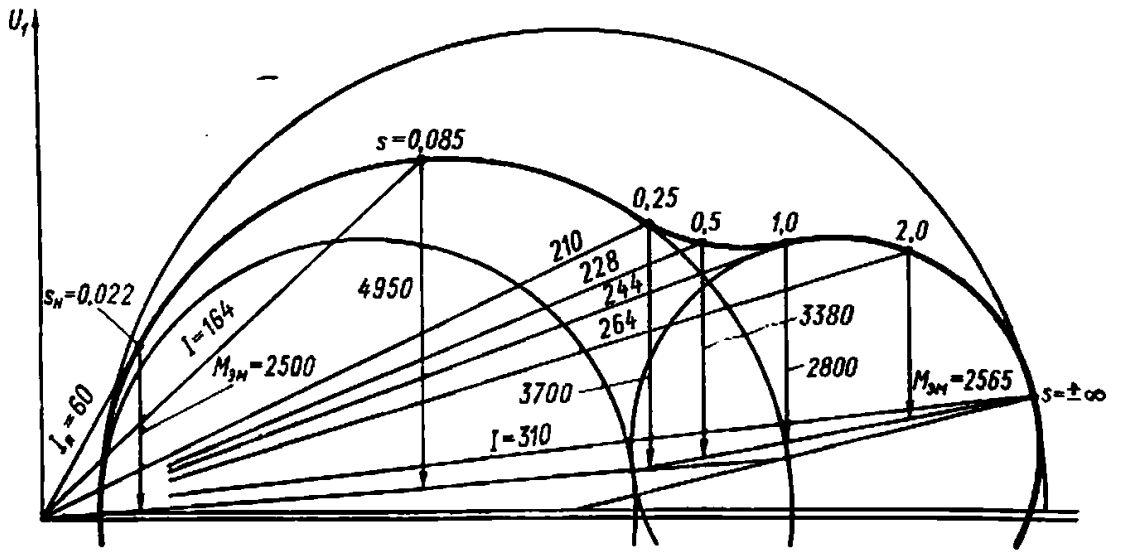


Рис. 23-12б. Круговая диаграмма двигателя с двойной клеткой (по данным, приведенным в примере) и значения тока и момента при различном скольжении

при $s = 1{,}0$

$$Z_{\text{п}} = 0{,}7 + j\,5{,}82 + \frac{47{,}36}{27{,}1} + j\,\frac{29{,}3}{27{,}1} = 0{,}7 + 1{,}75 + j\,6{,}9;$$

$$Z_{\text{п}} = 7{,}33\ \textit{ом};$$

$$I_{\text{п}} = \frac{U_1}{Z_{\text{п}}} = \frac{1730}{7{,}33} = 236\ \textit{а};$$

$$\cos\varphi'' = \frac{R_{\text{п}}}{Z_{\text{п}}} = \frac{2{,}45}{7{,}35} = 0{,}334;$$

$$\frac{I_{\text{п}}}{I_{\text{н}}} = \frac{236 \cdot 1{,}03}{60} = 4{,}06;$$

по формуле (20-34)

$$M_{\text{п}} = \frac{3 \cdot 3 \cdot 1730^2 \cdot 1{,}75}{2 \cdot \pi \cdot 50 \cdot 7{,}33^2} = 2800\ \textit{н} \cdot \textit{м};$$

$$\frac{M_{\text{п}}}{M_{\text{эм н}}} = \frac{2800}{2500} = 1{,}12.$$

Аналогичным образом может быть произведен расчет токов и моментов при других значениях скольжения. Эти величины можно также определить графически из круговой диаграммы. На рис. 23-12б представлена круговая диаграмма двигателя, построенная по данным, приведенным выше. На диаграмме указаны значения токов в амперах и моментов в ньютон-метрах при различных скольжениях двигателя.

23-2. Глубокопазный двигатель [184, 188, 195]

А. Принцип действия глубокопазного двигателя. Глубокопазные двигатели, как и двухклеточные, имеют по сравнению с нормальными короткозамкнутыми двигателями улучшенные пусковые характеристики. Форма паза глубокопазного двигателя с одним из самых распространенных способов присоединения стержней к короткозамыкающим кольцам показана на рис. 23-13. Наряду со стержнями прямоугольного сечения находят применение стержни

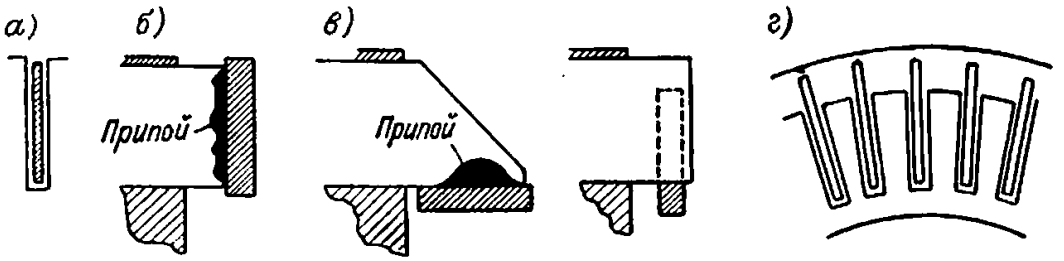


Рис. 23-13. Конструктивные детали ротора асинхронного двигателя с глубоким пазом

с другими формами сечения, например трапецеидальной, бутылочной (см. рис. 1-22) и др. Ниже имеется в виду прямоугольная форма сечения стержня, как основная и самая простая по конструктивному и производственному выполнению.

В глубокопазных двигателях используется явление вытеснения тока в стержнях обмотки ротора, обусловленное пазовыми потоками рассеяния.

Рассмотрим сначала явления при пуске в ход. В начальный момент пуска $s=1$, и частота в роторе равна частоте сети. Картина пазового потока рассеяния ротора в этих условиях изображена на рис. 23-14, *а*. Как видно из этого рисунка, различные по высоте участки стержня сцеплены с различным числом линий потока рассеяния, нижние — с наибольшим числом линий этого потока, верхние — с наименьшим. Поэтому в нижних участках стержня индуктируются наибольшие э. д. с. рассеяния, а в верхних — наименьшие.

Действие э. д. с. рассеяния легче всего выяснить посредством диаграммы на рис. 23-14, *в* в предположении, что активное сопротивление проводника равно нулю. Здесь вектор $\overline{OA}=\Phi_m$ — основной поток двигателя; $\overline{OB}$ — основная э. д. с. $\dot{E}_2$, создаваемая потоком Φ_m в проводнике ротора и отстающая от него по фазе на 90°. При $r_2=0$ ток $\dot{I}_2=\overline{OC}$ в проводнике и соответственно поток рас-

сеяния $\Phi_{\sigma 2}$ находятся в квадратуре с э. д. с. $\dot{E}_2$; $\dot{E}_{\sigma 2}$ — э. д. с. рассеяния, отстающая от потока $\Phi_{\sigma 2}$ на 90°.

Мы видим, что э. д. с. $\dot{E}_{\sigma 2}$ направлена встречно относительно основной э. д. с. $\dot{E}_2$, но, согласно сказанному выше, она больше в нижних частях проводника, чем в верхних. Следовательно, в нижних частях должны протекать меньшие токи, чем в верхних; другими словами, происходит вытеснение тока к наружным частям проводника. Соответственно этому характер распределения плотности тока по высоте проводника определяется кривой *1* на рис. 23-14, *б*.

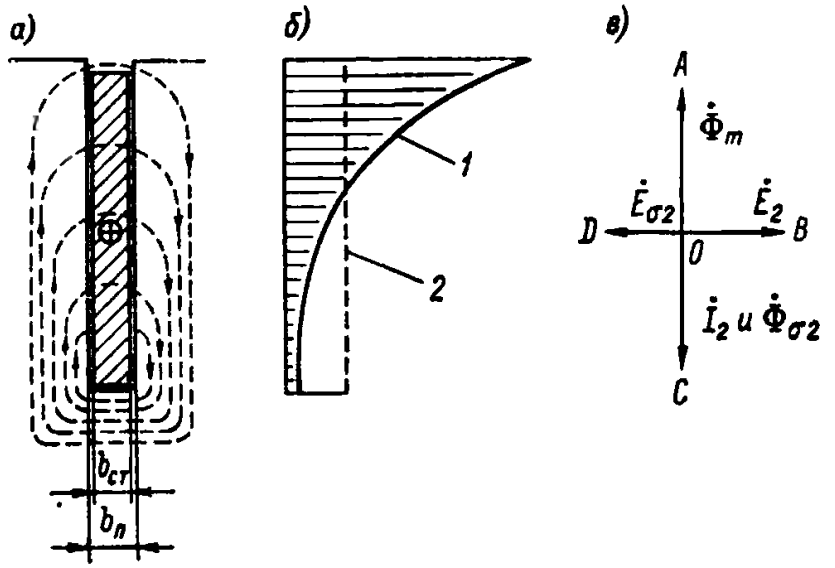


Рис. 23-14. Поток рассеяния паза ротора глубокопазного двигателя и распределение плотности тока в проводнике ротора

Вытеснение тока происходит в двигателях любого исполнения. Но при обычной высоте проводника, порядка 10—12 *мм*, оно мало заметно. Наоборот, в глубокопазных двигателях, при высоте стержня 20—50 *мм*, оно проявляется весьма сильно и заметно изменяет параметры ротора.

Чтобы ответить на вопрос, в каком направлении происходит изменение активного и индуктивного сопротивлений ротора, проще всего представить себе, что нижняя часть проводника вследствие вытеснения тока как бы отсутствует (рис. 23-15). Так как сечение проводника при этом уменьшается, то при вытеснении тока активное сопротивление ротора увеличивается. С другой стороны, центр системы линий пазового потока рассеяния поднимается к наружной части проводника, и поток рассеяния при заданном токе в проводнике уменьшается. Следовательно, при вытеснении тока индуктивное сопротивление ротора уменьшается по сравнению с сопротивлением ротора с таким же пазом без вытеснения тока, но все же оно имеет такой же порядок, как и индуктивное сопротивление ротора двигателя нормального исполнения. Поэтому глу-

бокопазный двигатель имеет относительно небольшой ток при относительно большом пусковом моменте, т. е. лучшие пусковые характеристики, чем нормальный двигатель.

По мере разгона двигателя частота тока в роторе уменьшается до значений, соответствующих установившемуся режиму работы, т. е. до $f_2 = 1 \div 3$ *гц*. При этом явление вытеснения тока становится все менее заметным, и ток распределяется по сечению проводника все более равномерно (штриховая линия *2* на рис. 23-14, *б*). Активное сопротивление ротора постепенно уменьшается, а индуктивное сопротивление, отнесенное к частоте сети, увеличивается, и при нормальной скорости глубокопазный двигатель представляет собой обычный двигатель с короткозамкнутым ротором и обычным активным сопротивлением, но с повышенным индуктивным сопротивлением ротора, вследствие чего коэффициент мощности и перегрузочная способность двигателя несколько ухудшаются.

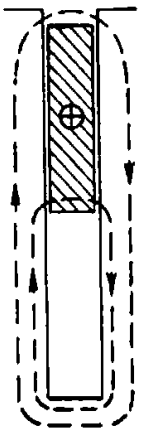


Рис. 23-15. К пояснению эффекта вытеснения тока

Б. Активное и индуктивное сопротивления ротора. Вытеснение тока происходит практически только в той части проводника, которая заложена в паз, и не имеет места в лобовых частях обмотки. Поэтому активное и индуктивное сопротивления обмотки ротора r'_2 и x'_2 можно выразить следующим образом:

$$r'_2 = k_r r'_{2п} + r'_{2л}; \qquad (23\text{-}15)$$

$$x'_2 = k_x x'_{2п} + x'_{2л}. \qquad (23\text{-}16)$$

Здесь $r'_{2п}$ — активное сопротивление пазовой части обмотки ротора при равномерном распределении тока по сечению проводника; k_r — коэффициент, учитывающий увеличение сопротивления $r'_{2п}$ вследствие вытеснения тока; $r'_{2л}$ — постоянное по величине активное сопротивление лобовой части обмотки ротора; $x'_{2п}$ и $x'_{2л}$ — индуктивные сопротивления рассеяния пазовой и лобовой частей обмотки ротора при равномерном распределении тока по сечению проводника и при частоте $f_2 = f_1$; k_x — коэффициент, учитывающий уменьшение сопротивления $x'_{2п}$ вследствие вытеснения тока.

Анализ этого достаточно сложного вопроса [184] показывает, что

$$k_r = \xi \frac{\operatorname{sh} 2\xi + \sin 2\xi}{\operatorname{ch} 2\xi - \cos 2\xi}; \qquad (23\text{-}17)$$

$$k_x = \frac{3}{2\xi} \frac{\operatorname{sh} 2\xi - \sin 2\xi}{\operatorname{ch} 2\xi - \cos 2\xi}, \qquad (23\text{-}18)$$

где

$$\xi = h \sqrt{\pi \mu_0 \frac{b_{ст}}{b_п} \frac{f_2}{\rho}}. \qquad (23\text{-}19)$$

Здесь h — высота стержня; $b_{ст}$ и $b_п$ — ширина стержня и паза; f_2 — частота тока в стержне и ρ — удельное сопротивление материала стержня.

Формула написана в рационализованной системе единиц.

Подставив в формулу (23-19) единицы измерения всех входящих в нее величин, можно показать, что величина ξ не имеет единицы измерения. Ее условились называть приведенной высотой проводника, так как при заданной частоте f_2 и заданном материале проводника ξ прямо пропорционально h.

В системе единиц СИ линейные размеры выражаются в метрах, $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$ *гн/м* и ρ измеряется в *ом·м*. В практических расчетах длины выражаются в сантиметрах, а ρ — в $(ом \cdot мм^2)/м$, и тогда, если подставить, кроме того, $f_2 = f_1 s = 50\,s$, *гц*,

$$\xi = \frac{h}{100}\sqrt{\pi \cdot 4\pi \cdot 10^{-7}\,\frac{b_{ст}}{b_п}\,\frac{50s}{\rho \cdot 10^{-6}}} =$$

$$= \frac{2\pi\sqrt{5}}{100}\,h\sqrt{\frac{b_{ст}}{b_п}\,\frac{s}{\rho}} = 0{,}14h\sqrt{\frac{b_{ст}}{b_п}\,\frac{s}{\rho}}\,.$$

Если материалом проводника служит медь, то при температуре около 50° С имеем $\rho = 0{,}02$ $(ом \cdot мм^2)/м$. Кроме того, обмотка ротора глубокопазного двигателя не имеет изоляции, и ее проводники могут быть плотно уложены в пазы; в этом случае $b_{ст} = b_п$. Тогда, если h измеряется в *см*,

$$\xi = h\sqrt{s},$$

т. е. при $f = 50$ *гц* и $s = 1$ величина ξ численно равна высоте медного проводника в *см*.

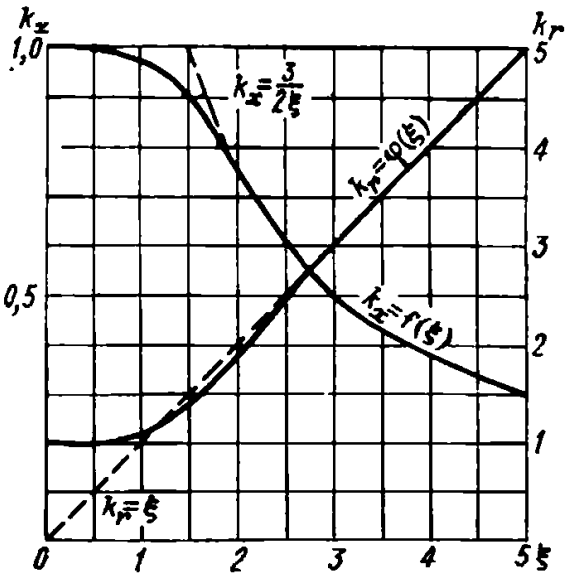


Рис. 23-16. Зависимость коэффициентов k_r и k_x от ξ

Зная ξ, можно определить коэффициенты k_r и k_x по (23-17) и (23-18). При значениях $\xi > 2$ имеем $\operatorname{sh} 2\xi \approx \operatorname{ch} 2\xi$, причем $\operatorname{sh} 2\xi$ и $\operatorname{ch} 2\xi$ значительно больше $\cos 2\xi$ и $\sin 2\xi$. Поэтому при $\xi > 2$

$$k_r = \xi; \qquad (23\text{-}20)$$

$$k_x \approx \frac{3}{2\xi}. \qquad (23\text{-}21)$$

Эти формулы чрезвычайно облегчают определение параметров ротора глубокопазного двигателя и, стало быть, анализ его работы при больших скольжениях и, в частности, при пуске в ход, так как в этих условиях всегда $\xi > 2$. Что же касается работы при малых скольжениях — от холостого хода до значений момента $M = M_{max}$, то здесь можно считать, что $k_r = k_x = 1$.

На рис. 23-16 приведены кривые зависимости $k_r = f(\xi)$ и $k_x = f(\xi)$, рассчитанные по точным формулам (23-17) и (23-18).

В. Схема замещения глубокопазного двигателя. Схема замещения глубокопазного двигателя отличается от схемы замещения

обычного двигателя тем, что каждый из параметров вторичного контура представляет собой сумму постоянного и переменного слагаемых [см. формулы (23-15) и (23-16)]. В соответствии с этим уточненная схема замещения с вынесенным на зажимы намагничивающим контуром глубокопазного двигателя имеет вид, изображенный на рис. 23-17, где обозначено:

$$X_1 = x_1\sigma_1; \quad X_п = x'_{2п}\sigma_1^2; \quad X_л = x'_{2л}\sigma_1^2;$$
$$R_1 = r_1\sigma_1; \quad R_п = r'_{2п}\sigma_1^2; \quad R_л = r'_{2л}\sigma_1^2.$$

Двигатель, представляемый схемой замещения рис. 23-17, является двигателем с переменными параметрами, так как k_r и k_x являются функциями скольжения s.

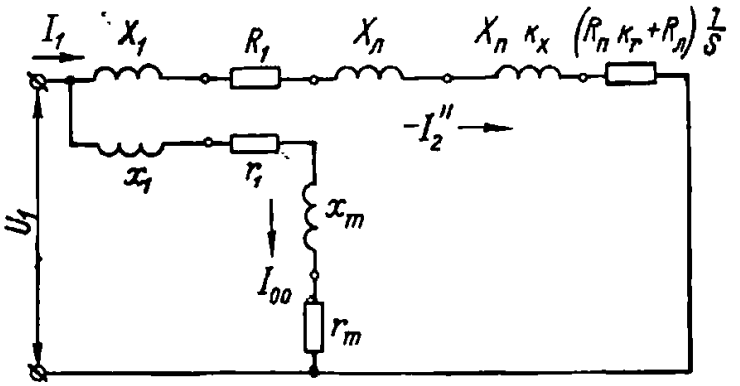


Рис. 23-17. Уточненная схема замещения глубокопазного двигателя

Пример. Расчет параметров схемы замещения трехфазного асинхронного двигателя с глубоким пазом.

Статор и параметры намагничивающего контура те же, что и для простого короткозамкнутого двигателя (см. § 21-3).

Данные ротора: число пазов ротора $N_2=80$, $q_2=4{,}44$.

Форма паза по рис. 5-3, *а*: $h_1=40$ *мм*, $h_3=0{,}5$ *мм*, $h_4=0{,}8$ *мм*, $b_1=30$ *мм*, $b_2=1{,}5$ *мм*.

Проводимости рассеяния при малых скольжениях:

$$\lambda_{п.\,с} = \frac{1}{3}\cdot\frac{40}{3} + \frac{0{,}5\cdot 2}{3+1{,}5} + \frac{0{,}8}{1{,}5} = 5{,}2 \quad \text{[формула (5-15а)]};$$

$\lambda_{л.с}=1{,}14$ [формула (18-25а), коэффициент $k_{д2}$ по рис. 18-7 для $\beta=1{,}0$ и $q_2=4{,}44$];

$$\lambda_{д.\,с} = 1{,}7.$$

Сумма проводимостей для режима малых скольжений ($s<0{,}1$)

$$\Sigma\lambda_с = 5{,}2 + 1{,}14 + 1{,}7 = 8{,}04.$$

Индуктивность рассеяния ротора, приведенная к первичной обмотке статора,

$$x'_2 = 2\pi\mu_0 f l \Sigma\lambda_с k = 2\pi\cdot 1{,}26\cdot 10^{-8}\cdot 50\cdot 33{,}4\cdot 8{,}04\cdot 5500 = 5{,}8\ ом.$$

При больших скольжениях ($s=1{,}0$) при высоте стержня $h_1=4$ *см*

$$k_x = 0{,}38;$$

$$\lambda'_{\text{п. с}} = \frac{1}{3} \cdot \frac{40}{3} \cdot 0{,}38 + 0{,}22 + 0{,}53 = 2{,}44;$$

$$\Sigma\lambda_{\text{с}} = 2{,}44 + 1{,}14 + 1{,}7 = 5{,}28;$$

$$x'_{2\,(s=1)} = 5{,}8\,\frac{5{,}28}{8{,}04} = 3{,}8 \text{ ом}; \quad X_2 = x'_2\sigma_1^2 = 3{,}8 \cdot 1{,}06 = 4{,}03 \text{ ом}.$$

Сечение стержня ротора выбираем равным сечению стержня с простой короткозамкнутой медной клеткой и диаметром $d_{\text{с}}=11{,}5$ *мм*:

$$q_{\text{с}} = \frac{\pi}{4} \cdot 11{,}5^2 = 103{,}5 \text{ мм}^2 = 2{,}6 \times 40 \text{ мм}^2.$$

Длина стержня с вылетом по 30 *мм* с каждой стороны

$$l_{\text{с}} = 364 + 2 \cdot 30 = 424 \text{ мм}.$$

Вентиляционные радиальные каналы $6\times10=60$ *мм*.

В режиме малых скольжений

$$r_{\text{с}} = \rho_{75^\circ}\,\frac{l_{\text{с}}}{q_{\text{с}}} = 0{,}0217\,\frac{0{,}424}{103{,}5} = 8{,}9 \cdot 10^{-5} \text{ ом}.$$

Сопротивление участков короткозамыкающих колец, примыкающих к стержню с двух сторон, с диаметром колец 475 *мм*, сечением $12{,}5\times50=625$ *мм*^{2} и

$$l_{\text{кл}} = 2\,\frac{\pi \cdot 475}{80} = 37{,}4 \text{ мм}$$

$$r_{\text{кл}} = 0{,}0217\,\frac{0{,}0374}{625} = 13 \cdot 10^{-7} \text{ ом}.$$

Сопротивление двух участков кольца, приведенное к сопротивлению стержня, по формуле (18-24)

$$r'_{\text{кл}} = \frac{13 \cdot 10^{-7}}{0{,}055} = 2{,}36 \cdot 10^{-5} \text{ ом}.$$

Полное омическое сопротивление вторичной цепи, приведенное к первичной статорной цепи,

$$r'_2 = \left(r_{\text{с}} + r'_{\text{кл}}\right) k = (8{,}9 + 2{,}36)\,10^{-5} \cdot 5500 = 0{,}62 \text{ ом}.$$

В режиме больших скольжений ($s>0{,}5$) происходит вытеснение тока в пазовых участках стержней. Например, при $h_{\text{с}}=4$ *см* и $f_2=50$ *гц* коэффициент повышения омического сопротивления $k_r=0{,}4$.

При общей длине стержня 424 *мм* в стали заложен участок 304 *мм*, а участок 120 *мм* находится вне стали, так же как короткозамыкающие кольца. Поэтому

$$r'_2 = \left[8{,}9\left(\frac{304 \cdot 4}{424} + \frac{120}{424}\right) + 2{,}36\right] \cdot 10^{-5} \cdot 5500 = 1{,}68 \text{ ом}.$$

Параметры главной цепи схемы замещения с вынесенным на зажимы контуром холостого хода в режиме малых скольжений $s<0{,}1$ (рабочие режимы):

$$R_1 = 0{,}7 \text{ ом}, \quad R_2 = 0{,}62 \cdot 1{,}06 = 0{,}656 \text{ ом};$$

$$X_1 = 2{,}86 \text{ ом}, \quad X_2 = 5{,}8 \cdot 1{,}06 = 6{,}15 \text{ ом};$$

$$R_{\text{к}} = 0{,}7 + 0{,}656 = 1{,}356 \text{ ом};$$

$$X_{\text{к}} = 2{,}86 + 6{,}15 = 9{,}01 \text{ ом};$$

$$Z_к = \sqrt{1{,}356^2 + 9{,}01^2} = 9{,}15 \text{ ом};$$

$$\cos\varphi''_к = \frac{1{,}356}{9{,}15} = 0{,}148;$$

$$I''_к = \frac{1730}{9{,}15} = 189 \text{ а}, \quad \frac{I_{к1}}{I_н} = \frac{I''_к \sigma_1}{I_н} = \frac{189 \cdot 1{,}03}{60} = 3{,}15.$$

Г. Диаграммы тока глубокопазного двигателя. При малых скольжениях, соответствующих изменению s от холостого хода до максимального момента, $k_r \approx k_x \approx 1{,}0$, и поэтому для области нормальных нагрузок схема замещения рис. 23-17, упрощаясь, превращается в схему замещения обычного асинхронного двигателя с постоянными параметрами. Рабочая круговая диаграмма $K_э$, соответствующая указанной области работы, представлена на рис. 23-18а с отмеченной на ней точкой B, соответствующей условно скольжению $s = \pm\infty$.

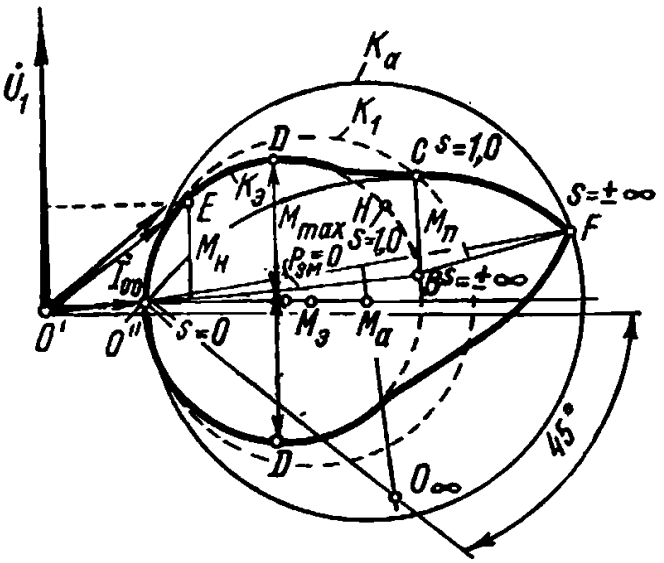


Рис. 23-18а. Диаграмма тока глубокопазного двигателя

При скольжении $s = \pm\infty$ действительное положение конца вектора тока попадает на окружность K_a, соответствующую режиму работы машины как асинхронного двигателя с постоянными параметрами вторичной цепи $x_2 = x_{2л}$ и $r_2 = r_{2л} + k_r r_{2п}$.

При больших скольжениях ($s > s_m$) двигатель с глубоким пазом представляет собой асинхронную машину с переменными параметрами. Каждому скольжению как бы соответствует своя круговая диаграмма, поэтому для наиболее интересующей нас точки со скольжением $s = 1{,}0$ получается условная круговая диаграмма K_1, изображенная на рис. 23-18а штриховой линией.

Если соединить точку D, соответствующую максимальному моменту M_{max}, с точкой C — со скольжением $s = 1{,}0$ и точкой F — со скольжением $s = \pm\infty$ некоторой плавной кривой, то получится кривая, которую описывает конец вектора при изменении s. Таким же образом может быть вычерчена и вторая половина кривой, соответствующая генераторному режиму работы машины. Если соединить точку O'' с точкой B прямой линией, то получится линия электромагнитной мощности $P_{эм} = 0$ для окружности тока $K_э$. Линия электромагнитной мощности для кривой тока участка DCF пройдет несколько выше точки B и на правом конечном участке совпадет с прямой, соединяющей точки B и F.

После проведения линии $P_{эм}=0$ значения максимального M_{max} и пускового $M_п$ моментов находятся обычным путем.

После построения рабочей окружности $K_э$ и нахождения на ней условной точки H со скольжением $s=1{,}0$ и точки B с условным скольжением $s=\pm\infty$ шкалы s и к. п. д. η для рабочих режимов работы машины строятся тем же путем, что и для обычного асинхронного двигателя.

Пример. Расчет токов, мощностей и моментов асинхронного трехфазного двигателя с глубоким пазом.

Полная механическая мощность

$$P_{мх}=P_2+p_{мх}+p_д=250+2{,}0+1{,}4=253{,}4\ квт.$$

Приведенный ток главной цепи ввиду более низкого $\cos\varphi$ принимаем, как и для двигателя с двойной беличьей клеткой, равным $I''_2=53\ а$.

При этом найдем:

$$p_{м2}=3I''^2_2R_2=3\cdot53^2\cdot0{,}656\cdot10^{-3}=5{,}52\ квт;$$

$$P_{эм}=P_{мх}+p_{м2}=253{,}4+5{,}52=258{,}92\ квт;$$

$$s_н=\frac{p_{м2}}{P_{эм}}=\frac{5{,}52}{258{,}92}=0{,}0213;$$

$$\frac{R_2}{s_н}=\frac{0{,}656}{0{,}0213}=30{,}8\ ом;$$

$$\cos\psi_2=\frac{R_1+\frac{R_2}{s_н}}{\sqrt{\left(R_1+\frac{R_2}{s_н}\right)^2+X_к^2}}=\frac{0{,}7+30{,}8}{\sqrt{(0{,}7+30{,}8)^2+9{,}01^2}}=0{,}965;$$

$$P_{эм.\,н}=\frac{3U_{1ф}^2\frac{R_2}{s_н}}{\left(R_1+\frac{R_2}{s_н}\right)^2+X_к^2}=\frac{3\cdot1730^2\cdot30{,}8\cdot10^{-3}}{(0{,}7+30{,}8)^2+9{,}01^2}=259\ квт;$$

$$M_{эм.\,н}=\frac{P_{эм.\,н}}{2\pi n}=\frac{259\cdot10^3}{2\pi\cdot\frac{1000}{60}}=2470\ н\cdot м;$$

по формуле (20-32)

$$M_m=\frac{3\cdot3\cdot1730^2}{2\cdot2\pi\cdot50\left(0{,}7+\sqrt{0{,}7^2+9{,}01^2}\right)}=4410\ н\cdot м;$$

$$\frac{M_m}{M_{эм.\,н}}=\frac{4410}{2470}=1{,}78;$$

$$\Sigma_p=(p_{мх}+p_д)+3I''^2_2R_к+p_0=3{,}4+3\cdot53^2\cdot1{,}356\cdot10^{-3}+11{,}68=26{,}6\ квт;$$

$$\eta=\left(1-\frac{26{,}6}{250+26{,}6}\right)100=90{,}35\%.$$

Пусковой режим при $s=1{,}0$; $k_r=4$; $k_x=0{,}38$:

$$R_1 = 0{,}7 \text{ ом}, \quad R_2 = 1{,}78 \text{ ом};$$

$$X_1 = 2{,}86 \text{ ом}, \quad X_2 = 4{,}03 \text{ ом};$$

$$R_к = 0{,}7 + 1{,}78 = 2{,}48 \text{ ом}, \quad X_к = 2{,}86 + 4{,}03 = 6{,}89 \text{ ом};$$

$$Z_к = \sqrt{2{,}48^2 + 6{,}89^2} = 7{,}31 \text{ ом};$$

$$\cos\varphi_к = \frac{2{,}48}{7{,}31} = 0{,}339;$$

$$I''_к = \frac{1730}{7{,}31} = 236 \text{ а}, \quad \frac{I_п}{I_н} = \frac{I''_к \sigma_1}{I_н} = \frac{236 \cdot 1{,}03}{60} = 4{,}05;$$

$$M_п = \frac{3 \cdot 1730^2 \cdot 1{,}78}{100 \cdot \frac{\pi}{3} \cdot 53{,}2} = 2880 \text{ н·м}, \quad M_{эм.\,н} = \frac{253{,}4 \cdot 10^3}{2 \cdot \pi \cdot \frac{979{,}4}{60}} = 2465 \text{ н·м},$$

$$\frac{M_п}{M_{эм.\,н}} = \frac{2880}{2465} = 1{,}16.$$

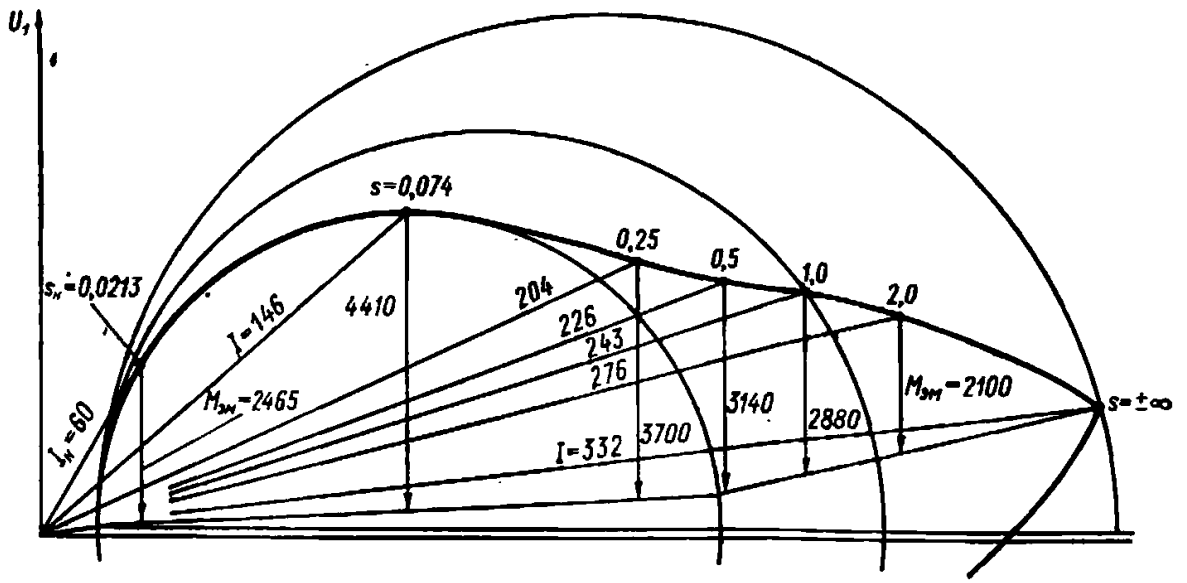


Рис. 23-18б. Круговая диаграмма глубокопазного двигателя (по данным, приведенным в примере) и значения тока и момента при различном скольжении

Аналогичным образом можно произвести расчет для других значений скольжения. Эти величины можно также определить графически с помощью круговой диаграммы. На рис. 23-18б представлена круговая диаграмма глубокопазного асинхронного двигателя, которая построена по данным, приведенным выше. На круговой диаграмме указаны величины токов в амперах и моменты в ньютонометрах при различных значениях скольжения.

23-3. Сопоставление двухклеточного и глубокопазного двигателей

В табл. 23-1 дано сравнение моментов и первичных токов при различных скольжениях простого короткозамкнутого двигателя (КЗ), двигателя с двойной беличьей клеткой (Д) и глубокопазного двигателя (Г) на основе данных, которые получены в предыду-

Таблица 23-1

s	$I_1/I_н$								$M_{эм}/M_{эм.н}$									
	КЗ		Д			Г			КЗ		Д			Г				
	I_1, а	$I_1/I_н$	s	I_1, а	$I_1/I_н$	s	I_1, а	$I_1/I_н$	s	M, н·м	$M/M_н$	s	M, н·м	$M/M_н$	s	M, н·м	$M/M_н$
0,0249	60	1	0,022	60	1,0	0,0213	60	1,0	0,0249	2490	1,0	0,022	2500	1,0	0,0213	2465	1
0,075	210	3,5	0,085	164	2,73	0,075	146	2,43	0,075	6530	2,62	0,085	4950	1,98	0,075	4410	1,78
0,25	262	4,37	0,25	207	3,45	0,25	204	3,4	0,25	5580	2,24	0,25	3700	1,48	0,25	3700	1,5
0,5	291	4,85	0,5	228	3,8	0,5	226	3,76	0,5	3540	1,42	0,5	3380	1,35	0,5	3140	1,27
1,0	304	5,06	1,0	244	4,06	1,0	243	4,05	1,0	1900	0,763	1,0	2800	1,12	1,0	2880	1,16
2,0	308	5,13	2,0	280	4,67	2,0	276	4,6	2,0	995	0,4	2,0	2565	1,02	2,0	2100	0,85
∞	312	5,2	∞	310	5,16	∞	332	5,54	∞	0	0	∞	0	0	∞	0	0

щих примерах. Сопоставляемые двигатели имеют одинаковые габариты и скорость вращения.

В двухклеточном двигателе при пуске в ход работает главным образом только верхняя обмотка. Для того чтобы при этом не получилось чрезмерного ее нагрева, приходится увеличивать ее сечение, выполняя эту обмотку из материалов повышенного удельного сопротивления. В глубокопазном двигателе при пуске в ход обтекается током только верхний участок проводника ротора, но так как вследствие высокой теплопроводности меди нагревается весь проводник, то при выполнении обмотки из красной меди средняя пусковая плотность тока не получается чрезмерной. В результате в двухклеточном двигателе несколько хуже используется медь ротора, и поэтому он получается дороже глубокопазного.

Заметным преимуществом двухклеточного двигателя является возможность широкого подбора его пусковых условий с помощью подбора сопротивлений $r_п$, $r_р$ и $x_{р.п}$. В двухклеточном двигателе можно получить любое расположение точки короткого замыкания в пределах площади круговой диаграммы K_a нормального двигателя (рис. 23-9), т. е. выполнять двигатель на различную желаемую величину пускового момента и на различную кратность пускового тока при сохранении рабочей окружности K_0 и ее характеристик неизменными. В глубокопазном двигателе эти воз-

можности более ограничены, так как в этом случае точка короткого замыкания может перемещаться только по условной окружности K_1 (рис. 23-18).

Двухклеточный двигатель в отличие от двигателя с глубоким пазом позволяет весьма сильно повысить пусковой момент (до 2,5—3-кратного от номинального) при некотором снижении диаметра

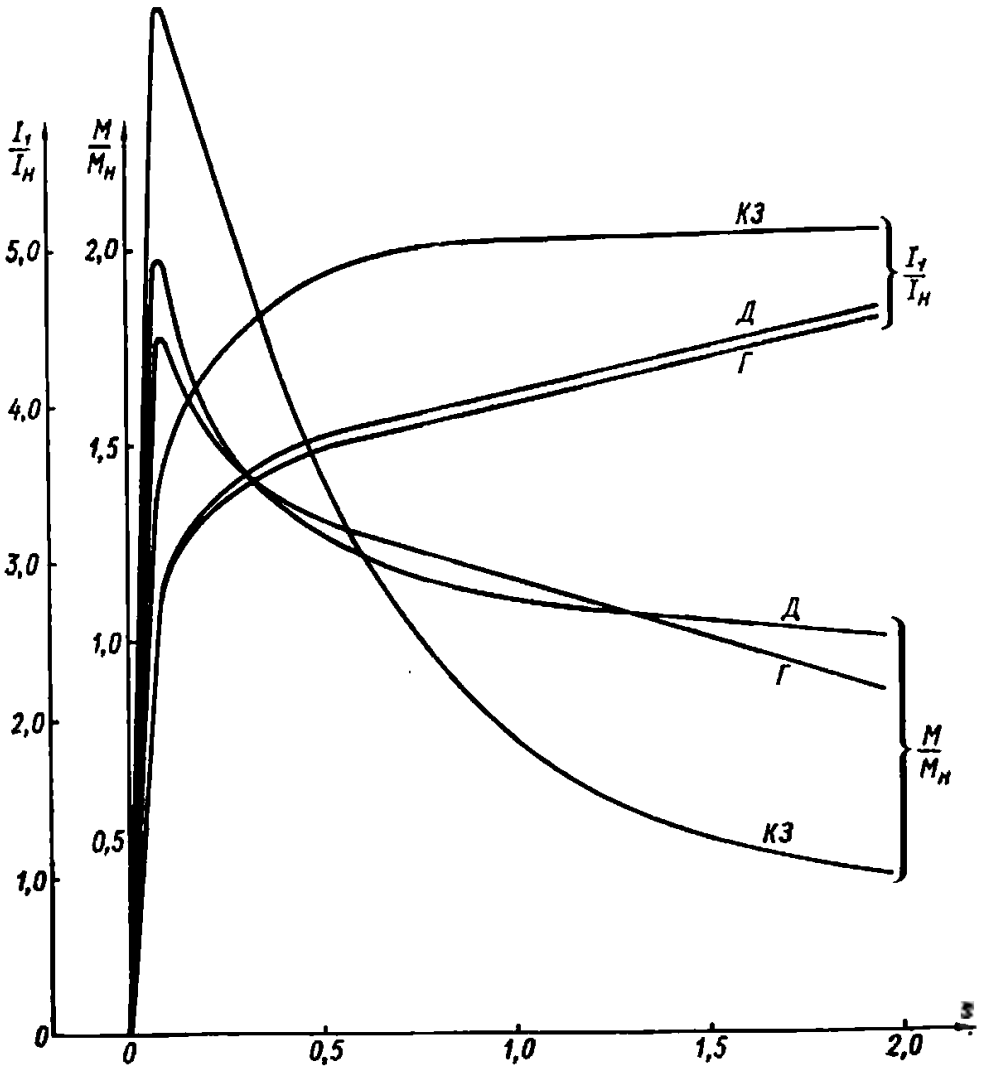


Рис. 23-19. Зависимость вращающего момента и тока от скольжения для двухклеточного двигателя (*Д*), глубокопазного (*Г*) и обычного короткозамкнутого двигателя (*КЗ*)

рабочей окружности $K_э$, вследствие чего характеристика двигателя начинает приближаться к характеристике двигателя постоянного тока последовательного возбуждения. На рис. 23-19 даны совместные характеристики момента и пускового тока для обычного короткозамкнутого двигателя, двухклеточного двигателя с весьма большим значением пускового момента и для глубокопазного двигателя в функции скольжения s. Указанные свойства двухклеточного двигателя дают возможность применять его для ряда специальных случаев, в которых требуется подобная механическая характери-

стика, например для крановых двигателей, элеваторов, лебедок, центрифуг и т. п.

При построении рабочих окружностей $K_э$ двухклеточного и глубокопазного двигателей по опытам холостого хода и короткого замыкания последний опыт для избежания влияния вытеснения тока, по предложению Б. И. Кузнецова [204], производится при частоте $f_ш = 5 \div 10$ *гц*. Для нахождения точки условного короткого замыкания H (рис. 23-18), соответствующего рабочей окружности, необходимо индуктивное сопротивление короткого замыкания $X_к$ пересчитать на номинальную частоту f_1:

$$X_к = \frac{f_1}{f_н} X_{к.\,н}.$$

После нахождения точки H дальнейшее построение рабочей окружности производится обычным образом.

Опыт короткого замыкания, производимый при номинальной частоте f_1, позволяет найти реальную точку короткого замыкания (рис. 23-18) диаграммы тока.

23-4. Расчет пусковых характеристик синхронного явнополюсного двигателя с демпферной системой

При асинхронном пуске синхронного двигателя с демпферной системой последний в принципе аналогичен асинхронной машине, однако имеет ряд специфических особенностей. Рассмотрим эти особенности на примере расчета пусковых характеристик при различных скольжениях трехфазного явнополюсного синхронного двигателя $P = 225$ *квт*, $2p = 6$, имеющего мощную демпферную систему из латунных стержней с медными короткозамыкающими кольцами. Основные параметры двигателя были определены в примере гл. 13.

Омическое сопротивление одного латунного стержня демпферной обмотки, имеющей шесть стержней на полюс, каждый длиной $l_с = 480$ *мм* и диаметром $d_с = 14$ *мм*, и двух прилегающих к нему участков короткозамыкающего медного кольца с диаметром $D_{кл} = 505$ *мм* и сечением $q_{кл} = 14 \times 20 = 280$ *мм*^{2}:

$$r_{кd} = r_с + 2r_{кл} = \rho_{ал\ 75°} \cdot \frac{l_с}{q_с} + 2\rho_{м\ 75} \cdot \frac{l_{кл}}{q_{кл} \cdot 2\sin^2 \frac{\pi p}{Z_2}} =$$

$$= 0{,}087 \frac{0{,}48}{153} + 2 \cdot 0{,}0217 \frac{0{,}041}{280} 7{,}42 = 0{,}000273 + 0{,}0000505 = 0{,}000324\ ом.$$

Омическое сопротивление демпферной обмотки, приведенное к системе статора по формуле (18-23),

$$r'_{кd} = r_{кd} \frac{4m\left(w_1 k^2_{об\,1}\right)^2}{Z_2} = 0{,}000324 \frac{4 \cdot 3 \cdot 36\,500}{36} = 3{,}93\ ом;$$

$$r'_{кq} \approx 0{,}75 r'_{кd} = 0{,}75 \cdot 3{,}93 = 2{,}95\ ом;$$

$$\underline{r}_{кd} = \frac{3{,}93}{29{,}1} = 0{,}132; \quad \underline{r}_{кq} = \frac{2{,}95}{29{,}1} = 0{,}102.$$

Полные схемы замещения явнополюсного синхронного двигателя для оси d и оси q представлены на рис. 23-20.

Полные схемы замещения могут быть преобразованы в схемы замещения с вынесенными на зажимы намагничивающими контурами по обеим осям d и q.

Параметры для схем замещения с вынесенными на зажимы намагничивающими контурами (рис. 23-21) будут иметь следующие значения:

$$\sigma_{1d} = 1 + \frac{2{,}78}{66} = 1{,}042, \quad \sigma_{1q} = 1 + \frac{2{,}78}{32{,}2} = 1{,}086,$$

$$\sigma_{1d}^2 = 1{,}042^2 = 1{,}09, \quad \sigma_{1q}^2 = 1{,}086^2 = 1{,}18;$$

$$jX_{ad} = j\,(2{,}78 + 66) = j\,68{,}8, \quad jX_{aq} = j\,(2{,}78 + 32.2) = j\,35;$$

$$R_{1d} = 0{,}75 \cdot 1{,}042 = 0{,}78, \quad R_{1q} = 0{,}75 \cdot 1{,}086 = 0{,}815;$$

$$jX_{1d} = j\,2{,}78 \cdot 1{,}042 = j\,2{,}9, \quad jX_{1q} = j\,2{,}78 \cdot 1{,}086 = j\,3{,}08,$$

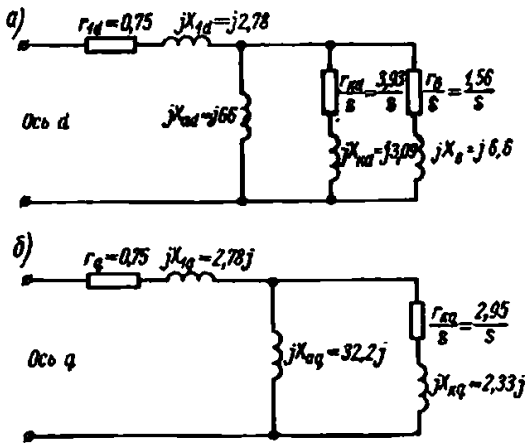


Рис. 23-20. Схемы замещения синхронного двигателя по продольной (*а*) и поперечной (*б*) осям

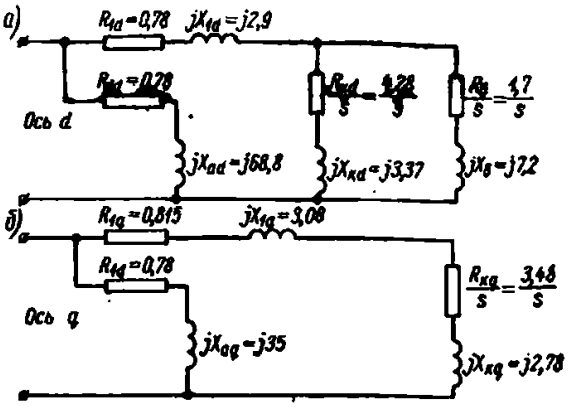


Рис. 23-21. Схемы замещения синхронного двигателя по продольной (*а*) и поперечной (*б*) осям с вынесенными на зажимы намагничивающими контурами

$$jX_{kd} = j\,3{,}09 \cdot 1{,}09 = j\,3{,}37;$$

$$R_{kq} = 2{,}95 \cdot 1{,}18 = 3{,}48, \quad R_в = 1{,}56 \cdot 1{,}09 = 1{,}7;$$

$$jX_{kq} = j\,2{,}33 \cdot 1{,}18 = j\,278; \quad jX_в = 7{,}2;$$

$$R_1 = \frac{R_{1d} + R_{1q}}{2} = \frac{0{,}78 + 0{,}815}{2} = 0{,}8;$$

$$R_{kd} = 3{,}93 \cdot 1{,}09 = 4{,}28.$$

Параметры главных цепей по осям d и q с вынесенными на зажимы намагничивающими контурами получают следующие значения:

$$Z_d = Z_{1d} + \dot{Z}_{2d} = (R_{1d} + jX_{1d}) + \frac{\left(\frac{R_{kd}}{s} + jX_{kd}\right)\left(\frac{R_в}{s} + jX_в\right)}{\left(\frac{R_{kd}}{s} + jX_{kd}\right)\left(\frac{R_в}{s} + jX_в\right)};$$

$$\dot{Z}_q = Z_{1q} + \dot{Z}_{2q} = (R_{1q} + jX_{1q}) + \left(\frac{R_{kq}}{s} + jX_{kq}\right).$$

Эквивалентное полное сопротивление разветвленной части схемы с намагничивающим контуром, вынесенным на зажимы, может быть представлено в следующем виде:

$$\dot{Z}_{2d} = \frac{\frac{1}{s} R_{кd} R_в (R_{кd} + R_в) + \left(R_{кd} X_в^2 + R_в X_{кd}^2\right) s}{(R_{кd} + R_в)^2 + (X_{кd} + X_в)^2 s^2} + \\ + j \frac{R_{кd}^2 X_в + R_в^2 X_{кd} + (X_{кd} X_в)(X_{кd} + X_в) s^2}{(R_{кd} + R_в)^2 + (X_{кd} + X_в)^2 s^2}.$$

Токи главной цепи по осям d и q определяются выражениями:

$$\dot{I}_d = \frac{\dot{U}}{2} \frac{1}{\dot{Z}_d}; \quad \dot{I}_q = \frac{\dot{U}}{2} \frac{1}{\dot{Z}_q}.$$

При скольжениях, отличных от $s=0{,}5$, ток прямого следования пропорционален полусумме токов по оси d и оси q:

$$\dot{I}_1 = \frac{1}{2}(\dot{I}_d + \dot{I}_q) = \frac{\dot{U}}{2}\left(\frac{1}{\dot{Z}_d} + \frac{1}{\dot{Z}_q}\right) = I_a + jI_r,$$

ток обратного следования пропорционален полуразности токов по оси d и оси q:

$$\dot{I}_2 = \frac{1}{2}(\dot{I}_d - \dot{I}_q) = \frac{\dot{U}}{2}\left(\frac{1}{\dot{Z}_d} - \frac{1}{\dot{Z}_q}\right) = I_a - jI_r.$$

При скольжении, равном точно $s=0{,}5$, ток прямого следования обратно пропорционален полусумме сопротивлений $\dot{Z}_d$ и $\dot{Z}_q$ [73]:

$$\dot{I}_{1(s=0{,}5)} = \dot{U}\left(\frac{2}{\dot{Z}_d + \dot{Z}_q}\right) = I_a + jI_r.$$

Результирующий основной вращающий момент пропорционален активной составляющей тока прямого следования I_a за вычетом потерь от результирующего тока прямого следования в первичном сопротивлении R_1. Для учета потерь от токов обратного следования в первичном активном сопротивлении величина последнего умножается на $(1-2s)$; поэтому при скольжении $1<s<0{,}5$ эти потери складываются с потерями прямого следования, а при $0{,}5<s<0$ эти потери вычитаются из потерь прямого следования.

Таким образом, результирующий вращающий пусковой момент синхронного двигателя

$$M_п \sim P_п = 3U_ф I_a - 3I_1^2 r_1 - 3I_2^2 r_1 (1 - 2s).$$

Результирующий ток прямого следования по оси d главного и ответвленного контуров

$$I = \sqrt{I_a^2 + \left(I_r + \frac{U}{x_{ad}}\right)^2}.$$

Приведенные формулы дают возможность рассчитать моменты и токи для различных скольжений

При скольжении $s=1{,}0$; $1-2s=-1$.

$$\dot{Z}_{2d} = \frac{4{,}28 \cdot 1{,}7\,(4{,}28 + 1{,}7) + 4{,}28 \cdot 7{,}2^2 + 1{,}7 \cdot 3{,}37^2}{(4{,}28 + 1{,}7)^2 + (3{,}37 + 7{,}2)^2} + \\ + j \frac{4{,}28^2 \cdot 7{,}2 + 1{,}7^2 \cdot 3{,}37 + 3{,}37 \cdot 7{,}2 \cdot (3{,}37 + 7{,}2)}{(4{,}28 + 1{,}7)^2 + (3{,}37 + 7{,}2)^2} = \\ = \frac{43{,}5 + 222 + 19{,}2}{35{,}7 + 111{,}5} + j \frac{132 + 9{,}75 + 2{,}56}{35{,}7 + 111{,}5} = 1{,}8 + j\,2{,}52;$$

$$\dot{Z}_d = (0{,}78 + j\,2{,}9) + (1{,}8 + j\,2{,}52) = 2{,}58 + j\,5{,}42;$$

$$\dot{Z}_q = (0{,}815 + j\,3{,}02) + (3{,}48 + j\,2{,}78) = 4{,}3 + j\,5{,}8;$$

$$\dot{I}_1 = \frac{U}{2}\left(\frac{1}{\dot{Z}_d} + \frac{1}{\dot{Z}_q}\right) = \frac{1730}{2}\left(\frac{1}{2{,}58 + j\,5{,}42} + \frac{1}{4{,}3 + j\,5{,}8}\right) =$$

$$= \frac{1730}{2}\left(\frac{293 - j\,492}{1890}\right) = 134 - j\,225;$$

$$I_1 = \sqrt{134^2 + 225^2} = 262 \ a;$$

$$I_2 = \frac{U}{2}\left(\frac{1}{\dot{Z}_d} - \frac{1}{\dot{Z}_q}\right) = \frac{1730}{2}\left(\frac{-17 - j\,74}{1890}\right) = -7{,}7 - j\,34;$$

$$I_2 = \sqrt{7{,}7^2 + 34^2} = 34{,}8a;$$

$$P_{\text{п}} = (3 \cdot 1730 \cdot 134 - 3 \cdot 262^2 \cdot 0{,}78 + 3 \cdot 34^2 \cdot 0{,}78) \cdot 10^{-3} =$$

$$= 695 - 163 + 2{,}84 = 534{,}9 \ \textit{квт}.$$

Кратность пускового момента

$$k_M = \frac{M_{\text{п}}}{M_{\text{н}}} = \frac{P_{\text{п}}}{P_{\text{н}}} = \frac{534{,}9}{225} = 2{,}37.$$

Пусковой фазный ток

$$I_{\text{п}} = \sqrt{134^2 + \left(225 + \frac{1730}{68{,}8}\right)^2} = \sqrt{134^2 + (225 + 25{,}2)^2} = 300 \ a.$$

Кратность пускового тока

$$k_i = \frac{300}{59{,}5} = 5{,}05,$$

$$\cos\varphi = \frac{I_a}{I_{\text{п}}} = \frac{134}{300} = 0{,}446.$$

Аналогичным образом производим расчет при других значениях скольжения. Полученные данные для пусковых режимов синхронного двигателя для различных скольжений сведены в табл. 23-2.

Таблица 23-2

s	$I_{\text{п}}$, a	$I_{2'}$, a	$P_{\text{п}}$, *квт*	k_M	k_i	$\cos\varphi$
1,0	300	34,8	534,9	2,37	5,05	0,446
0,5	203	0	654	2,9	4,0	0,615
0,25	137	42,2	528,1	2,34	2,57	0,72
0,1	82	35,6	384,7	1,71	1,6	0,805
0,06	53,2	36,8	258,4	1,15	1,08	0,8

Глава двадцать четвертая

РЕГУЛИРОВАНИЕ СКОРОСТИ ВРАЩЕНИЯ ТРЕХФАЗНЫХ АСИНХРОННЫХ ДВИГАТЕЛЕЙ

24-1. Способы регулирования скорости

Проблема регулирования скорости электродвигателей вообще, и в частности асинхронных двигателей, имеет важнейшее эксплуатационное значение. В ряде отраслей промышленности к регулировочным характеристикам двигателей предъявляются весьма высокие требования как в отношении пределов и плавности регулирования, так и его экономичности. В отношении регулировочных характеристик асинхронные двигатели уступают двигателям постоянного тока, и притом в тем большей степени, чем шире пределы регулирования. В направлении улучшения регулировочных характеристик асинхронных двигателей была проделана весьма значительная работа, однако асинхронному двигателю не удалось вытеснить двигатель постоянного тока из области установок с повышенными требованиями к регулировочным свойствам электродвигателя.

Различают способы регулирования, при которых основное воздействие на двигатель мы оказываем: а) со стороны статора и б) со стороны ротора.

К числу первых принадлежат следующие способы регулирования скорости трехфазного асинхронного двигателя:

1) изменением подводимого к двигателю напряжения;
2) изменением числа пар полюсов;
3) изменением частоты сети.

Со стороны ротора скорость можно регулировать:

1) изменением активного сопротивления в цепи ротора;
2) введением в цепь ротора добавочной э. д. с., имеющей ту же частоту, что и основная э. д. с. ротора.

Для осуществления последнего способа регулирования скорости требуется добавочная электрическая машина или несколько таких машин. Агрегат, состоящий из регулируемого асинхронного двигателя и одного или нескольких добавочных электромашин, соединенных с ним электрически или механически, называется каскадом. В качестве добавочных электромашин обычно служат коллекторные машины. Поэтому каскады, за исключением каскада двух асинхронных бесколлекторных двигателей, рассматриваются нами в гл. 31.

Регулирование скорости вращения асинхронных двигателей посредством изменения первичного напряжения имеет второстепенное значение, так как не позволяет изменять скорость в широких пределах и к тому же не является экономичным. Поэтому данный метод регулирования скорости применяется только для асинхронных двигателей весьма малой мощности в специальных устройствах, где вопрос экономичности не играет особой роли.

Влияние изменения напряжения на скорость двигателя рассматривается в гл. 26.

Для регулирования скорости были также предложены различные специальные конструкции двигателей, например с двойным ротором и т. д.

24-2. Регулирование скорости вращения двигателей изменением числа полюсов

Синхронная скорость вращения определяется из соотношения

$$n_1 = f_1/p. \qquad (24\text{-}1)$$

Если частота f_1 задана, то при изменении p изменяется синхронная скорость n_1 и, следовательно, скорость вращения двигателя n. Но при этом регулирование скорости производится не плавно, а ступенями. Часто оно производится в две ступени с соотношением скоростей 2:1. Такие двигатели называются двухскоростными. В настоящее время заводами СССР изготовляются двух-, трех- и четырехскоростные двигатели.

Переключения числа пар полюсов на статоре можно достигнуть следующим образом:

1) уложить на статор одну обмотку и изменять число пар полюсов путем соответствующего переключения ее частей;

2) выполнить на статоре две независимые друг от друга обмотки;

3) выполнить на статоре две независимые обмотки — каждую с переключением полюсов.

Двухскоростные двигатели выполняются обычно с одной обмоткой на статоре, с переключением числа полюсов в отношении 1:2. Трех- и четырехскоростные двигатели изготовляются с двумя обмотками на статоре, причем одна или обе обмотки выполняются с переключением числа полюсов. Например, при желании получить двигатель на четыре синхронные скорости вращения: 1500, 1000, 750 и 500 *об/мин* на статоре можно уложить две обмотки, одна из которых дает числа пар полюсов $p=2$ и $p=4$, а другая $p=3$ и $p=6$.

Если двигатель имеет фазный ротор, то переключение числа пар полюсов нужно производить одновременно на статоре и на роторе. Это усложняет конструкцию ротора двигателя. Поэтому двигатели с переключением числа пар полюсов обычно имеют короткозамкнутый ротор с обмоткой в виде беличьей клетки. Такой ротор может работать без каких бы то ни было пересоединений при разных числах полюсов статора. В дальнейшем будем рассматривать двигатели только этого типа.

Существует несколько способов переключения пар полюсов обмотки. Чаще других применяется способ переключения посредством изменения направления тока в отдельных половинах каждой фазной обмотки или, короче, полуобмотках. Принципиальные схемы переключения полуобмоток для изменения числа пар полюсов

в отношении 2 : 1 даны на рис. 24-1. Переключения на рис. 24-1, *а* и *б* называются последовательными, а переключение на рис. 24-1, *в* — параллельным. Кроме того, фазные обмотки могут переключаться со звезды на треугольник и обратно. Таким образом, при переключении полюсов изменяются в общем случае все характеристики обмотки и соответственно индукции в зазоре.

Как известно,

$$E = \pi \sqrt{2} f w k_{об} \Phi_m.$$

Если индукция распределена в зазоре синусоидально, то

$$\Phi_m = \frac{2}{\pi} B_m \tau l = B_m \frac{D}{p} l,$$

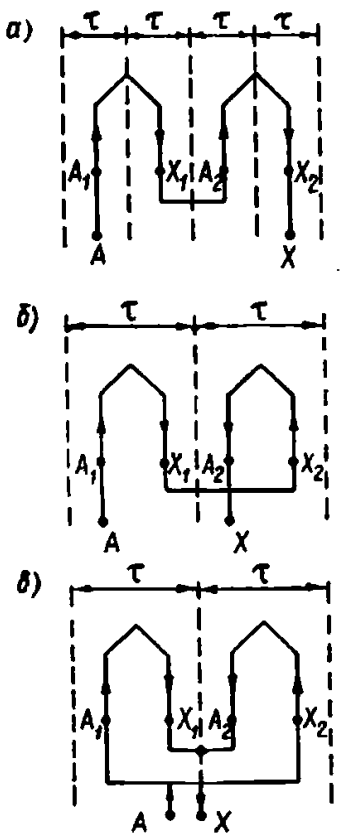


Рис. 24-1. Принципиальные схемы переключения числа пар полюсов

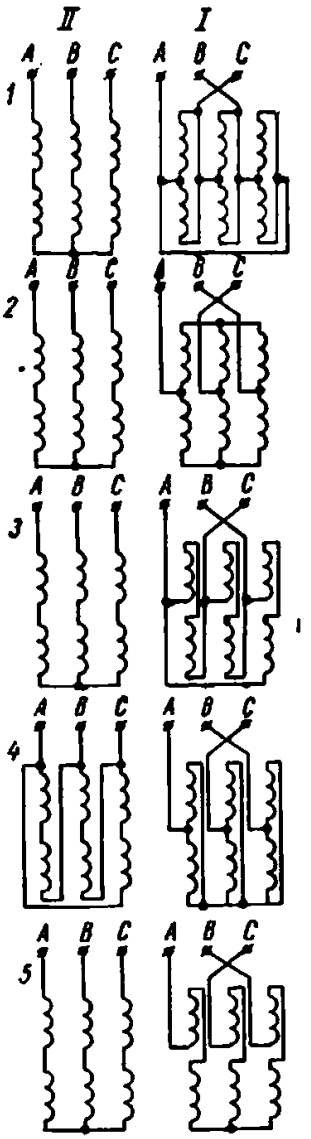


Рис. 24-2. Схема переключения числа пар полюсов

где B_m — максимальная индукция в зазоре; D — диаметр расточки статора; p — число пар полюсов.

Условимся обозначать величины, соответствующие меньшему числу полюсов, индексом I, а удвоенному числу полюсов — индексом II. Тогда, опуская индекс m при индукции, получаем:

$$\frac{E_I}{E_{II}} = \frac{w_I k_{об\,I} B_I p_{II}}{w_{II} k_{об\,II} B_{II} p_I}. \qquad (24\text{-}2)$$

В соотношениях (24-2) и (24-3) под w нужно понимать число витков одной параллельной ветви фазы. При неизменном напряжении на зажимах U_1, если пренебречь падениями напряжения в обмотке, при соединении звездой $E = U_1/\sqrt{3}$, при соединении треугольником $E = U_1$.

Изменяя способ соединения полуобмоток и способ соединения фазных обмоток, можно осуществить изменение отношения B_{II}/B_I в достаточно широких пределах. На рис. 24-2 приведено пять наиболее употребительных схем переключений обмотки статора. При переходе с большого числа пар полюсов на меньшее необходимо переключать выводные концы фазных обмоток так, чтобы сохранить прежнее направление вращения двигателя. Получающиеся при соединениях рис. 24-2 значения отношения B_{II}/B_I даны в табл. 24-1. При этом для простоты считаем, что $k_{об1} = k_{об II}$.

Величина отношения B_{II}/B_I тесно связана с величиной отношения моментов M_{II}/M_I, развиваемых двигателем при двойном и одинарном числе пар полюсов. Действительно, вращающий момент можно выразить формулой

$$M = \frac{1}{\sqrt{2}} m_1 w k_{об} p \Phi_m I'_2 \cos \psi_2, \qquad (24\text{-}3)$$

которую можно получить из соотношений (20-18) и (20-24), если подставить

$$I'_2 \frac{r_2}{s} = E'_2 = E_1 = \sqrt{2}\pi f w k_{об} \Phi_m$$

и учесть равенство (24-1). Считая, по-прежнему, что $k_{об1} = k_{об II}$ и пренебрегая разницей между $\cos \psi_{2II}$ и $\cos \psi_{2I}$, получаем:

$$\frac{M_{II}}{M_I} = \frac{w_{II} I'_{2\,II} p_{II} \Phi_{II}}{w_I I'_{2I} p_I \Phi_I}.$$

Но

$$p_{II} \Phi_{II} = p_{II} B_{II} \frac{D}{p_{II}} l = B_{II} D l$$

и

$$p_I \Phi_I = B_I D l.$$

Кроме того, можно принять, что

$$w_{II} I'_{2\,II} \approx w_I I'_{2I}.$$

В самом деле, так как число фаз статора и диаметр его расточки не зависят от числа полюсов, то каждое из произведений $w_{II} I'_{2II}$ и $w_I I'_{2I}$ приблизительно пропорционально линейной нагрузке, которую мы можем считать заданной величиной в связи с допустимым нагревом двигателя. Таким образом, при максимально допускаемых в отношении нагрева нагрузках

$$\frac{M_{II}}{M_I} \approx \frac{B_{II}}{B_I}. \qquad (24\text{-}4)$$

В ряде случаев тормозящий момент рабочей машины не зависит от скорости вращения. При этом приводной двигатель должен развивать при обеих скоростях равные моменты вращения, т. е. $M_{II}=M_I$. В таком случае говорят, что двигатель выполняется с постоянным моментом. При этом согласно (24-4) мы должны иметь $B_{II}=B_I$. Из табл. 24-1 видно, что для этой цели подходят схемы *2* и *3*.

Если двигатель с переключением полюсов строится как двигатель постоянной мощности, то $M_{II}/M_I=B_{II}/B_I=2$. Для этой цели подходят схемы *4* и *5* в табл. 24-1.

Таблица 24-1

Номер схемы	Двойное число полюсов ($2\times 2p$). Обозначение *II*, рис. 24-2		Одинарное число полюсов ($2p$). Обозначение *I*, рис. 24-2		Отношение B_{II}/B_I
	Соединение полуобмоток	Соединение фаз	Соединение полуобмоток	Соединение фаз	
1	Последовательное	Y	Параллельное	Δ	0,58
2	Последовательное	Y или Δ	Параллельное	YY или Δ	1,00
3	Последовательное или параллельное	Y	Как при двойном числе полюсов	Δ	1,16
4	Последовательное	Δ	Параллельное	YY	1,73
5	Последовательное или параллельное	Y или Δ	Как при двойном числе полюсов	Y или Δ	2

Наоборот, схема *1* соответствует минимальному значению отношения моментов и может быть использована в приводах вентиляторного типа.

При конструировании двигателей с переключением полюсов следует обратить особое внимание на то, чтобы кривые н. с. при обоих числах полюсов были возможно ближе к синусоидальным. Для этого нужно соответствующим образом выбрать тип обмотки и характер ее выполнения, в частности укорочение шага.

Трехфазная обмотка с фазной зоной 60° дает наилучшую форму кривой н. с. в случае, когда шаг отличается от полного на одну шестую часть полюсного деления, т. е. при относительном шаге $\beta=\frac{5}{6}=0{,}833$ или $\beta=1\frac{1}{6}=1{,}167$, а обмотка с фазной зоной 120°— при полном шаге ($\beta=1$). Обмотки с переключением числа полюсов при меньшем числе пар полюсов (p_I) имеют фазную зону 60°. При увеличении числа пар полюсов в два раза (p_{II}) ширина фазной

зоны станет равной 120°, так как число секций в фазной группе не изменяется, а полюсное деление уменьшается в два раза. В связи с этим наилучшие результаты в отношении формы кривой н. с. получаются, если при большем числе пар полюсов (p_{II}) выбрать $\beta_{II} > 1{,}0$, например $\beta_{II} = 1{,}4$; тогда при меньшем числе пар полюсов (p_I) будет $\beta_I < 1$, например, $\beta_I = 0{,}7$.

Основные технические данные трехфазных двухскоростных асинхронных двигателей с короткозамкнутым ротором серии МА-200 на 1500/750 *об/мин* для напряжения 380 *в* приводятся в табл. 24-2.

Таблица 24-2

P, *квт*	n, *об/мин*	s, %	η, %	$\cos\varphi$	$\frac{I_п}{I_н}$	$\frac{M_п}{M_н}$	$\frac{M_{max}}{M_н}$
4	750	2,4	80,5	0,778	4,2	1,3	2,0
4,5	1500	3,1	79,0	0,92	4,6	1,4	1,9
10,8	750	2,6	83,5	0,79	5,0	1,5	2,3
10,8	1500	3,1	82,5	0,935	5,5	1,5	2,2
46	750	1,4	90,0	0,825	6,4	1,5	2,8
46	1500	2,1	88,5	0,935	5,3	1,0	2,3

Из таблицы видно, что двигатели развивают постоянную мощность при обоих числах пар полюсов и что к. п. д. двигателей при меньшей скорости несколько выше, чем при большей, но $\cos\varphi$ значительно ниже. Остальные характеристики мало отличаются друг от друга.

Двигатели с переключением полюсов выполняются главным образом как двухскоростные двигатели, и реже — как двигатели трех- и четырехскорстные малой мощности. Но в ряде случаев двигатели с переключением полюсов выполняются на значительные мощности в весьма ответственных установках. Так, например, имеются установки, оборудованные двигателем с переключением полюсов с $2p = 22$ на $2 \times 2p = 44$ мощностью каждый 1655/4050 *квт* при $U_1 = 5$ *кв* и $n = 317/162$ *об/мин*. Роторы двигателей имеют по две обмотки: одну — короткозамкнутую, другую — фазную с выводом на кольца.

Попытка выполнить двигатели с числом ступеней скорости больше четырех не увенчалась успехом из-за конструктивной сложности как самого двигателя, так и переключающего устройства.

24-3. Регулирование скорости вращения двигателей изменением первичной частоты [174, 187, 265]

Этот способ регулирования скорости возможен только при питании двигателя от специальных установок. Изменение частоты в широких пределах можно осуществить, применяя синхронные генераторы с переменной скоростью вращения или установки по

схеме Японьского—Костенко с использованием коллекторных генераторов переменного тока, а также установки с ионными преобразователями, например по схеме Д. А. Завалишина.

Возможны следующие основные случаи регулирования скорости:

1) при постоянном моменте, т. е. при $M=\text{const}$;

2) при постоянной мощности, т. е. при $P_2=\text{const}$;

3) когда момент пропорционален квадрату частоты, т. е. $M \sim f_1^2$.

Исследование этого вопроса, произведенное М. П. Костенко [187], показывает, что если мы хотим, чтобы двигатель работал при разных частотах с практически постоянными значениями к. п. д., коэффициента мощности, перегрузочной способности и с постоянным абсолютным скольжением, то при ненасыщенной стали мы должны одновременно с изменением частоты регулировать также напряжение U_1 в зависимости от частоты и момента по следующему закону:

$$\frac{U_1'}{U_1}=\frac{f_1'}{f_1}\sqrt{\frac{M'}{M}}. \tag{24-5}$$

Здесь U'_1 и M' — напряжение и момент, соответствующие частоте f_1', а U_1 и M — частоте f_1.

При $M=\text{const}$ имеем:

$$\frac{U_1'}{U_1}=\frac{f_1'}{f_1}, \tag{24-6}$$

т. е. подводимое к двигателю напряжение должно изменяться пропорционально частоте.

При постоянной мощности момент двигателя изменяется обратно пропорционально скорости и, следовательно, частоте, т. е.

$$\frac{M}{M}=\frac{f_1}{f_1'},$$

откуда

$$\frac{U_1'}{U_1}=\sqrt{\frac{f_1'}{f_1}}. \tag{24-7}$$

Если $M \sim f_1^2$, то

$$\frac{U_1'}{U_1}=\left(\frac{f_1'}{f_1}\right)^2, \tag{24-8}$$

т. е. подводимое к двигателю напряжение должно изменяться пропорционально квадрату частоты.

На практике от этих выводов приходится несколько отступать, во-первых, потому, что сталь машины всегда в известной мере насыщена, а во-вторых, потому, что условия охлаждения машины изменяются с изменением скорости.

24-4. Регулирование скорости вращения двигателей изменением активного сопротивления в роторе

Регулирование скорости вращения с помощью реостата в цепи ротора возможно в двигателях с контактными кольцами.

Схема регулирования не отличается от обычной схемы регулирования асинхронного двигателя с фазным ротором (см. рис. 22-3). Регулировочные реостаты — металлические или водяные — подобны пусковым, но предназначены для длительной работы.

Физическая сторона процесса, происходящего при регулировании скорости, та же, что и в двигателях постоянного тока. Действительно, в первый момент времени после введения регулировочного реостата, когда скорость вращения двигателя еще не успела измениться, ток в роторе уменьшается. Вследствие этого уменьшается вращающий момент двигателя, и на валу возникает отрицательный динамический момент. Скорость вращения двигателя начинает уменьшаться, а э. д. с. и ток в роторе увеличиваются. Этот процесс идет до тех пор, пока ток в роторе не достигнет такого значения, при котором вращающий и статический нагрузочные моменты взаимно уравновешиваются.

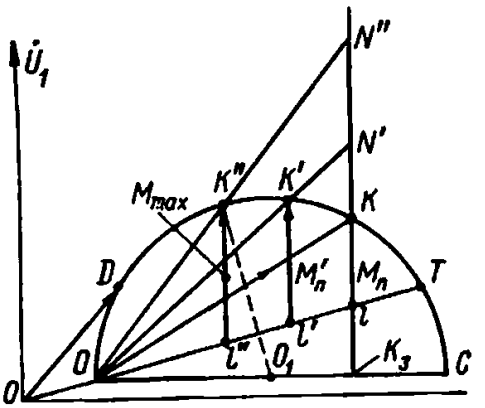


Рис. 24-3. Круговая диаграмма при различных значениях добавочного сопротивления цепи ротора

Возьмем кривые $M=f(s)$ на рис. 20-6. Если $M_{ст}=\text{const}$, то устойчивая работа двигателя соответствует точкам a, b, c, d, находящимся на пересечении кривых моментов с прямой FG. Мы видим, что введением в ротор активного сопротивления можно регулировать скорость вниз от синхронной в достаточно широких пределах. Но при этом к. п. д. двигателя сильно уменьшается, так как значительная часть мощности тратится в регулировочном реостате.

Чтобы ответить на вопрос, как изменятся характеристики двигателя при введении добавочного активного сопротивления в цепь ротора, можно построить круговую диаграмму (рис. 24-3).

Так как подводимое к двигателю напряжение и частота сети остаются постоянными, то ток I_0 не изменяется, и точка холостого хода O продолжает занимать на круговой диаграмме прежнее положение. Равным образом не изменяется и диаметр круговой диаграммы, но положение точки короткого замыкания K на окружности токов зависит от величины введенного в цепь ротора добавочного активного сопротивления (рис. 24-3). Этим определяется новое положение линии полезной мощности и соответственно новые значения скольжения и к. п. д. Пусть, например, статический момент $M_{ст}=\text{const}$. Тогда при $U_1=\text{const}$ и $f_1=\text{const}$ имеем:

$$\Phi_m=\text{const};\quad I'_{2a}=I'_2\cos\psi_2=\text{const}.$$

Следовательно, на круговой диаграмме (рис. 24-3) конец вектора вторичного тока, а стало быть, и конец вектора первичного тока продолжают занимать прежнее положение.

Первичная мощность $P_1 = m_1 U_1 I_1 \cos\varphi_1$ остается без изменения. Электромагнитная мощность $P_{эм} = M_{эм}\Omega_1$ тоже остается без изменения, а полезная мощность $P_2 = M_{эм}\Omega$ уменьшается практически пропорционально уменьшению скорости. В той же степени уменьшается и к. п. д. двигателя: $\eta = P_2/P_1 \approx \Omega$, т. е. данный способ регулирования скорости не экономичен. Скольжение

$$s = \frac{m_1 I_2'^2 (r_2' + r_д')}{M_{эм}\Omega_1} \sim r_2' + r_д'$$

увеличивается пропорционально увеличению активного сопротивления в цепи ротора.

Рассмотренный случай $M_{ст} = \text{const}$ является простейшим, но и в других случаях анализ условий работы можно произвести аналогичным образом.

Несмотря на неэкономичность, регулирование скорости посредством реостата в роторе достаточно широко применяется на практике, главным образом для двигателей малой мощности, а также в мостовых крановых установках. Но иногда этот метод применяется для регулирования скорости прокатных агрегатов, особенно в тех случаях, когда они снабжены маховиком для уменьшения пиков нагрузки в сети. В этом случае реостат, называемый регулятором скольжения, автоматически включается при увеличении нагрузки, вследствие чего скольжение увеличивается и часть нагрузки покрывается за счет кинетической энергии маховика. При уменьшении нагрузки, наоборот, сопротивление в цепи ротора уменьшается, скорость увеличивается и маховик запасает кинетическую энергию.

24-5. Каскадное соединение асинхронных двигателей [190 а]

Вместо того чтобы при регулировании скорости терять энергию в регулировочном реостате, можно подвести ее к другому асинхронному двигателю, соединенному с первым в каскад, и здесь преобразовать ее в механическую энергию. Это позволяет лучше использовать подводимую из сети энергию.

Для нормальной работы каскада двигатели *I* и *II* (рис. 24-4) должны быть соединены между собой электрически и механически. Одного только электрического соединения недостаточно, так как в этом случае двигатель начинает работать от сети с нормальным напряжением и нормальной частотой и вращается с полной скоростью, а к двигателю *II* подводится от колец двигателя *I* весьма небольшое напряжение очень малой частоты. Поэтому двигатель *II* не развивает момента и представляет собой только добавочное сопротивление, введенное в цепь ротора двигателя *I*.

Двигатели *I* и *II* необходимо подбирать с соответствующими характеристиками. Так, например, если оба двигателя в конструктивном отношении одинаковы (условия железнодорожной тяги), причем статоры двигателей представляют собой цепи высокого напряжения, а роторы — низкого, то необходимо соединить роторы обоих двигателей, тогда как соединение ротора двигателя *I* со статором двигателя *II* было бы нерационально. В специальных установках двигатель *II* может иметь короткозамкнутый ротор; в этом случае ротор двигателя *I* соединяется со статором двигателя *II*, но характеристики обеих цепей должны быть согласованы. При этом нужно принять меры к тому, чтобы моменты, создаваемые обоими двигателями, складывались.

Каскад будет работать устойчиво, если частота тока во вторичном контуре двигателя *II*, т. е. в статоре на рис. 24-4, будет в пределе близка к нулю.

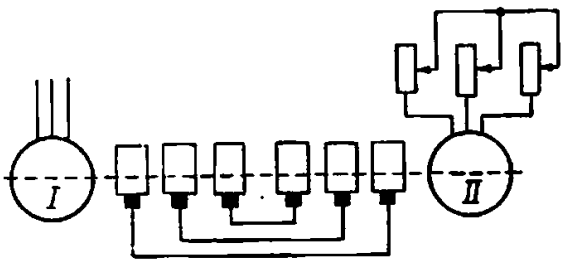


Рис. 24-4. Каскад асинхронных двигателей

Пусть f_1 — частота сети; f_2 — частота во вторичном контуре двигателя *I*, соответствующая синхронной скорости вращения каскада $n_{кс}$; p_I и p_{II} — числа пар полюсов двигателей *I* и *II*; $n_{1\,I}$ и $n_{1\,II}$ — синхронные скорости вращения этих двигателей. Тогда

$$n_{1\,I} = \frac{f_1}{p_I}; \quad f_2 = (n_{1\,I} - n_{кс})\, p_I.$$

В двигателе *II* образуется поток, вращающийся относительно ротора со скоростью

$$n_{1\,II} = \frac{f_2}{p_{II}} = (n_{1\,I} - n_{кс})\frac{p_I}{p_{II}}.$$

Условие устойчивой работы каскада будет выполнено, если скорость $n_{1\,II}$ будет равна по величине синхронной скорости каскада $n_{кс}$. В этом случае

$$n_{кс} = n_{1\,II} = (n_{1\,I} - n_{кс})\frac{p_I}{p_{II}},$$

откуда

$$n_{кс} = n_{1\,I}\frac{p_I}{p_I + p_{II}} = \frac{f_1}{p_I + p_{II}}. \qquad (24\text{-}9)$$

Таким образом, каскад двух электрически соединенных двигателей представляет собой как бы один асинхронный двигатель с числом пар полюсов, равным сумме чисел пар полюсов обоих двигателей. Действительная скорость вращения каскада $n_к < n_{кс}$, так как каскад, подобно обычному двигателю, работает с некоторым скольжением, зависящим от нагрузки.

Установку на рис. 24-4 можно видоизменить так, чтобы каждый двигатель мог работать независимо от другого или же в каскаде с ним. В этом случае получаем три ступени скорости, соответствующие числам пар полюсов p_I, p_{II} и $p_I + p_{II}$.

Распределение мощности в каскаде то же, что и в обычном двигателе. Согласно формуле (20-5) $P_{эм} = P_{мх} + p_{м2}$. Мощность $P_{мх}$ пропорциональна скорости n, а мощность, теряемая в обмотке ротора, пропорциональна скольжению s. Пусть скорость вращения каскада равна $n_к$, тогда скольжение

$$s = \frac{n_{1\,I} - n_к}{n_{1\,I}}.$$

Если $P_{эм}$ — электромагнитная мощность каскада, передаваемая со статора на ротор двигателя I, то мощность, передаваемая на вал каскада в виде механической мощности, составляет

$$P_{мх} = P_{эм} \frac{n_к}{n_{1\,I}}.$$

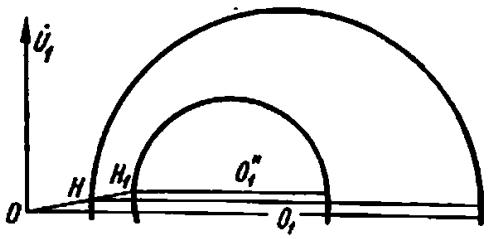


Рис. 24-5. Круговая диаграмма отдельного асинхронного двигателя и каскада из двух двигателей

Остальная часть мощности

$$P_s = P_{эм} \frac{n_{1\,II} - n_к}{n_{1\,I}}$$

передается в виде электрической мощности во вторичный контур и здесь частично преобразуется в механическую мощность. Если принять, что $n_к \approx n_{кс}$, то

$$\frac{P_{мх}}{P_s} = \frac{n_к}{n_{1\,I} - n_к} \approx \frac{p_I}{p_{II}}. \qquad (24\text{-}10)$$

Каскад двух асинхронных двигателей обладает существенными недостатками. Действительно, из сети через двигатель I подводится намагничивающий ток $I_{0к}$, необходимый для создания потоков в обоих двигателях. Поэтому ток холостого хода каскада $I_{0к}$ значительно больше, чем ток холостого хода одного двигателя I_0. С другой стороны, двигатель II соединен последовательно с двигателем I. Поэтому ток короткого замыкания каскада $I_{к.кс} < I_{кI}$, где $I_{кI}$ — ток короткого замыкания двигателя I. Поэтому геометрическое место первичного тока $I_{1к}$ каскада располагается внутри окружности тока отдельно работающего двигателя (рис. 24-5). Более подробное исследование показывает, что оно представляет собой кривую четвертого порядка, приближающуюся к окружности.

Из сопоставления обеих окружностей видно, что характеристики каскада значительно хуже соответствующих характеристик отдельно работающего двигателя. Поэтому каскад асинхронных двигателей используется только в особых случаях, главным образом на железных дорогах трехфазного тока.

Чтобы получить большее число ступеней скорости, можно выполнить каждый из двигателей, составляющих каскад, с переключением полюсов.

Пример. Каскадное соединение двух трехфазных асинхронных двигателей A и B мощностью по 250 *квт* с фазными роторами, имеющими числа полюсов $2p=6$ и $2p=4$.

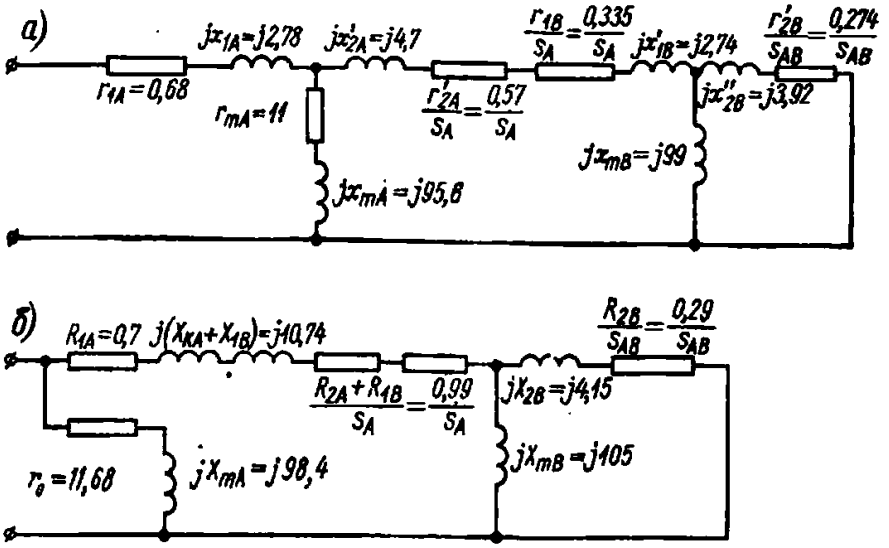


Рис. 24-6. Схемы замещения каскадного соединения двух асинхронных двигателей

Двигатель A имеет следующие индуктивные и активные сопротивления (см. примеры в § 5-6 и 19-5):

$$r_{1A}=0{,}68\ ом;\quad r_{mA}=11\ ом;$$

$$jx_{1A}=j\,2{,}78\ ом;\quad x_{mA}=j\,95{,}6\ ом;$$

$$r'_{2A}=0{,}57\ ом;\quad \sigma_{1A}=1+\frac{x_{1A}}{x_{mA}}=1+\frac{2{,}78}{95{,}6}=1{,}03;$$

$$jx'_{2A}=j\,4{,}7\ ом;\quad \sigma_{1A}^2=1{,}03^2=1{,}06.$$

Асинхронный трехфазный двигатель B с фазным ротором 250 *квт*, $2p=4$, рассчитанный по такому же методу, как и двигатель A, имеет соответственно следующие индуктивные и активные сопротивления:

$$r_{1B}=0{,}335\ ом;\quad r'_{mB}=11{,}7\ ом;\quad jx_{1B}=j\,2{,}74\ ом;$$

$$jx'_{mB}=j\,99\ ом;\quad r'_{2B}=0{,}274\ ом;$$

$$\sigma_{1B}=1+\frac{x'_{1B}}{x'_{mB}}=1+\frac{0{,}392}{99}\approx 1{,}04;$$

$$jx'_{2B}=j\,3{,}92\ ом.$$

Полная Т-образная схема замещения каскадного соединения двух трехфазных двигателей A и B при пренебрежении активным сопротивлением намагничивающего контура r'_{mB} второго двигателя имеет вид, показаный на рис. 24-6, *а*.

Полная эквивалентная Т-образная схема замещения двигателей A и B получает значительное упрощение при вынесении на первичные зажимы намагничивающего контура двигателя A, присоединенного к сети.

Параметры схемы замещения с вынесенным на зажимы намагничивающим контуром:

$$R_{1A} = r_{1A}\sigma_{1A} = 0{,}68 \cdot 1{,}03 = 0{,}7 \text{ ом};$$

$$jX_{1A} = jx_{1A}\sigma_{1A} = j\,2{,}78 \cdot 1{,}03 = j\,2{,}86 \text{ ом};$$

$$R_{2A} = r'_{2A}\sigma_{1A}^2 = 0{,}57 \cdot 1{,}06 = 0{,}604 \text{ ом};$$

$$jX_{2A} = x'_{2A}\sigma_{1A}^2 = j\,4{,}7 \cdot 1{,}06 = j\,4{,}98 \text{ ом};$$

$$R_{1B} = r'_{1B}\sigma_{1A}^2 = 0{,}335 \cdot 1{,}06 = 0{,}355 \text{ ом};$$

$$jX_{1B} = jx'_{1B}\sigma_{1A}^2 = j\,2{,}74 \cdot 1{,}06 = j\,2{,}9 \text{ ом};$$

$$R_{2B} = r'_{2B}\sigma_{1A}^2 = 0{,}274 \cdot 1{,}06 = 0{,}29 \text{ ом};$$

$$jX_{2B} = jx'_{2B}\sigma_{1A}^2 = j\,3{,}92 \cdot 1{,}06 = j\,4{,}15 \text{ ом};$$

$$jX_{mA} = jx_{1A} + jx_{mA} = j\,2{,}78 + j\,95{,}6 = j\,98{,}4 \text{ ом};$$

$$r_0 = r_{1A} + r_{mA} = 0{,}68 + 11 = 11{,}68 \text{ ом};$$

$$jX_{mB} = jx_{mB}\sigma_{1A}^2 = j\,99 \cdot 1{,}06 = j\,105 \text{ ом};$$

$$jX_{кA} + jX_{1B} = jX_{1A} + jX_{2A} + jX_{1B} = j\,2{,}86 + j\,4{,}98 + j\,2{,}9 = j\,10{,}74 \text{ ом};$$

$$R_{1A} + R_{2B} = 0{,}7 + 0{,}29 = 0{,}99 \text{ ом}.$$

Схема замещения с вынесенным на первичные зажимы намагничивающим контуром представлена на рис. 24-6, *б*.

Параметры разветвленного контура двух параллельно соединенных цепей могут быть приведены к эквивалентным последовательно соединенным сопротивлениям, где для простоты пренебрегают активным сопротивлением намагничивающего контура. Тогда эквивалентное сопротивление

$$Z_э = R_э + jX_э = \frac{\frac{R_{2B}}{s_{AB}} X_{mB}^2}{\left(\frac{R_{2B}}{s_{AB}}\right)^2 + (X_{2B} + X_{mB})^2} +$$

$$+ j\,\frac{\left(\frac{R_{2B}}{s_{AB}}\right)^2 X_{mB} + X_{2B}X_{mB}(X_{2B} + X_{mB})}{\left(\frac{R_{2B}}{s_{AB}}\right)^2 + (X_{2B} + X_{mB})^2} =$$

$$= \frac{\frac{0{,}29}{s_{AB}}\,105^2}{\left(\frac{0{,}29}{s_{AB}}\right)^2 + (4{,}15 + 105)^2} + j\,\frac{\left(\frac{0{,}29}{s_{AB}}\right)^2 105 + 4{,}15 \cdot 105\,(4{,}15 + 105)}{\left(\frac{0{,}29}{s_{AB}}\right)^2 + (4{,}15 + 105)^2} =$$

$$= \frac{3190 s_{AB}}{0{,}084 + 11\,900 s_{AB}^2} + j\,\frac{8{,}82 + 47\,500 s_{AB}^2}{0{,}084 + 11\,900 s_{AB}^2}.$$

Определим значения полных сопротивлений $Z_п$, тока $I_п$ и $\cos\varphi_п$ главной цепи каскада для различных наиболее существенных скольжений каскада, дающих возможность построить векторы токов и соответственно круговые диаграммы каскада:

1) $s_A = 0$; $s_{AB} = -1$.

Такой режим соответствует холостому ходу первого двигателя A, присоединенного к цепи, когда остается лишь вынесенный на зажимы намагничивающий контур. При этом

$$r_0 = 11{,}68\ ом; \quad jX_{mA} = j\,98{,}4\ ом; \quad Z_0 = 98{,}8\ ом;$$

$$I_0 = \frac{17{,}30}{98{,}8} = 17{,}5\ а; \quad \cos\varphi_0 = \frac{11{,}68}{98{,}8} = 0{,}118.$$

2) $s_A = +0{,}05$; $s_{AB} = -0{,}581$. В этом случае

$$\frac{R_{2A} + R_{1B}}{s_A} = \frac{0{,}99}{0{,}05} = 19{,}8\ ом;$$

$$\frac{R_{2B}}{s_{AB}} = \frac{0{,}29}{-0{,}581} = -0{,}5\ ом;$$

$$R_{1A} = 0{,}7\ ом; \quad j(X_{KA} + X_{1B}) = j\,10{,}74\ ом;$$

$$jX_{1B} = j\,4{,}15\ ом; \quad jX_{mB} = j\,105\ ом.$$

$$Z_э = -0{,}472 + j\,3{,}99;$$

$$Z_п = (0{,}7 + 19{,}8 - 0{,}472) + j(10{,}74 + 3{,}99) = 20{,}03 + j\,14{,}73;$$

$$Z_п = \sqrt{20{,}03^2 + 14{,}73^2} = 25\ ом;$$

$$I_п = \frac{1730}{25} = 69{,}3а;$$

$$\cos\varphi_п = 0{,}805.$$

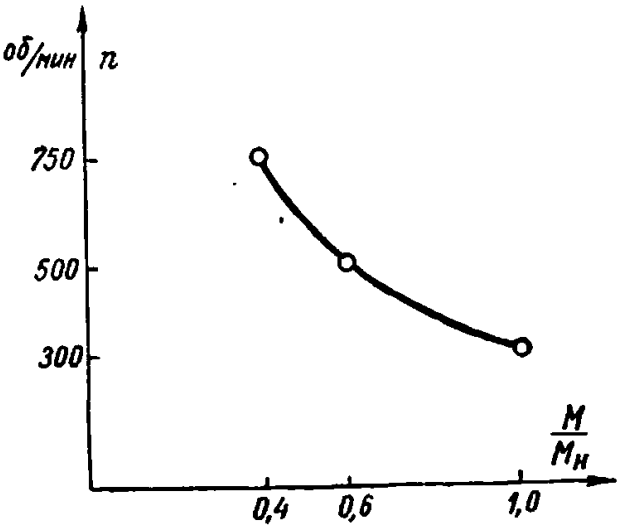


Рис. 24-7. Зависимость $n = f(M/M_н)$

Аналогичным образом производится расчет $I_п$ и $\cos\varphi_п$ при других значениях скольжения. Данные расчета приведены в табл 24-3.

Таблица 24-3

s_A	$-\infty$	—0,2	—0,05	0	+0,05	0,2
s_{AB}	$+\infty$	—1,135	—1,066	—1,083	—9,34	1,0
$I_п$	117	112,2	71	17,6	69,3	111
$\cos\varphi_п$	0,0322	—0,291	—0,795	0,185	0,81	0,329

Продолжение

s_A	0,585	0,6	0,61	0,65	1,0	1,5
s_{AB}	—0,0292	0	0,0122	0,081	0,161	1,5
$I_п$	102	14,95	55	110	116	117
$\cos\varphi_п$	—0,392	0,0203	0,77	0,332	0,14	0,1035

По расчетным данным может быть построена круговая диаграмма тока, которая представляет собой две окружности, пересекающиеся вблизи точки $s_A = 1{,}0$.

Кривая моментов на валу каскада при различной скорости вращения показана на рис. 24-7.

Глава двадцать пятая

ОДНОФАЗНЫЕ АСИНХРОННЫЕ ДВИГАТЕЛИ

25-1. Принцип работы однофазного асинхронного двигателя

Однофазные двигатели питаются от однофазной сети переменного тока. В соответствии с этим они имеют на статоре одну рабочую обмотку, приключаемую к сети. Роторная обмотка однофазного двигателя обычно выполняется короткозамкнутой в виде беличьей клетки. На статоре размещается также вспомогательная, пусковая обмотка, которая чаще всего приключается к сети только

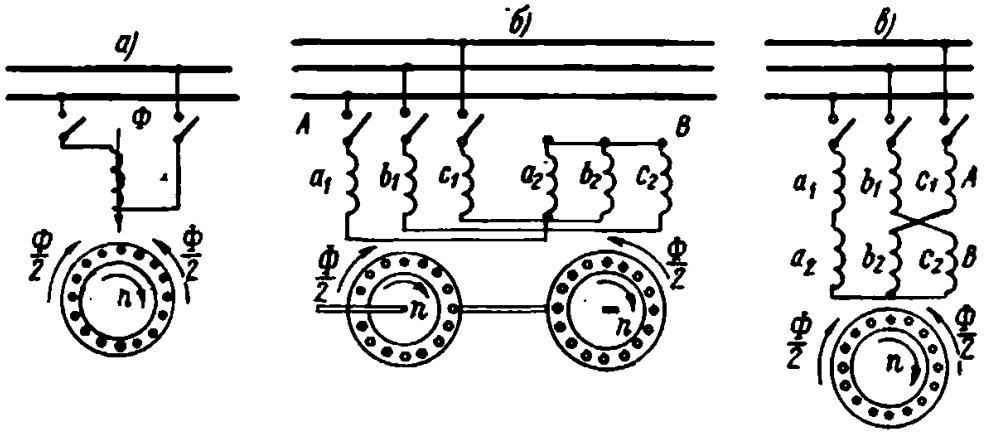


Рис. 25-1. Принцип работы однофазного двигателя

на время пуска двигателя. Назначение этой обмотки будет выяснено ниже.

Рассмотрим работу однофазного двигателя сначала в режиме, когда пусковая обмотка отключена.

Рабочая обмотка однофазного двигателя, располагаемая на статоре (рис. 25-1, *а*), получает питание от однофазной сети переменного тока. Ток этой обмотки создает пульсирующее магнитное поле, которое может быть разложено на два вращающихся в противоположные стороны с одинаковой скоростью поля с одинаковыми амплитудами, равными половине амплитуды пульсирующего поля.

На основании сказанного однофазный двигатель эквивалентен двум одинаковым трехфазным двигателям, роторы которых расположены на одном валу, а обмотки статоров включены последовательно таким образом, что создаваемые ими магнитные поля вращаются в пространстве в противоположные стороны (рис. 25-1, *б*). Эти два двигателя, в свою очередь, эквивалентны одному трехфазному двигателю с двумя последовательно соединенными одинаковыми трехфазными обмотками, создающими вращающиеся в противоположные стороны поля (рис. 25-1, *в*).

Как в реальном однофазном двигателе, так и в двух его указанных моделях индуктируемые в обмотках ротора двумя вращающимися полями статора токи, вступающие во взаимодействие

с этими полями, создают при неподвижном двигателе равные и взаимно противоположные электромагнитные моменты, вследствие чего результирующий вращающий момент получается равным нулю, и двигатель не может тронуться с места даже при отсутствии тормозного момента на валу.

Если привести ротор двигателя во вращение в какую-либо сторону, например в сторону вращения поля обмотки A (рис. 25-1, *в*), со скоростью n, то это поле будет индуктировать в роторной обмотке ток, имеющий частоту

$$f_{2A} = p(n_1 - n) = \frac{n_1 - n}{n_1} pn_1 = sf_1, \qquad (25\text{-}1)$$

где s — скольжение ротора относительно поля A.

По отношению к обратно вращающемуся полю обмотки B ротор будет иметь относительную скорость, равную сумме скоростей поля и ротора, и поэтому частота тока, индуктируемого в обмотке ротора, будет

$$f_{2B} = p(n_1 + n) = p[2n_1 - (n_1 - n)] = (2 - s)f_1, \qquad (25\text{-}2)$$

где $(2-s)$ — скольжение ротора относительно обратно вращающегося поля.

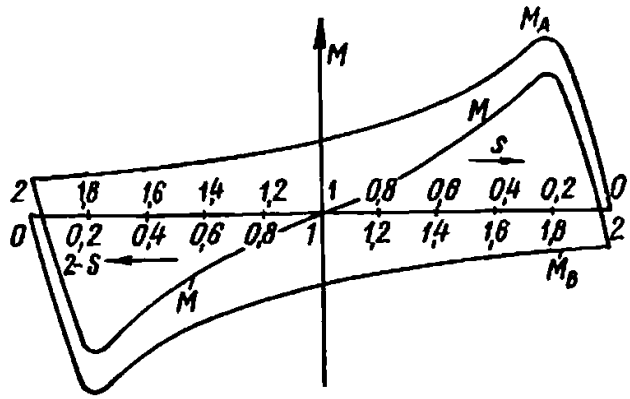


Рис. 25-2. Моменты вращения однофазного двигателя

Будем считать момент M_A, созданный обмоткой A и направленный в сторону вращения ротора, положительным. Тогда момент M_B, созданный обратно вращающимся полем обмотки B, будет отрицательным и, очевидно, будет тормозящим.

Кривая изменения момента M_A в функции скольжения будет иметь такой же характер, как и в трехфазном асинхронном двигателе, и с увеличением скорости ротора положительный момент возрастает до некоторого максимума, а при $s=0$ становится равным нулю.

При $0<s<1$ скольжение относительно обратно вращающегося поля $2-s>1$, и двигатель относительно этого поля работает в тормозном режиме. При $1<s<2$, т. е. при вращении ротора в сторону поля обмотки B, скольжение относительно этого поля $2-s$ будет $0<2-s<1$. Относительно этого поля режим будет двигательным, а относительно поля обмотки A — тормозным. Считая моменты положительными, когда они действуют в сторону вращения поля A, получим кривые моментов M_A и M_B обмоток A и B, изображенные на рис. 25-2.

Результирующий момент

$$M = M_A + M_B \qquad (25\text{-}3)$$

также изображен на рис. 25-2.

Как следует из общих соображений и рис. 25-2, при $s=1$ имеем $M=0$, и двигатель не может самостоятельно при наличии на статоре только одной однофазной обмотки прийти во вращение, а условия его работы при вращении ротора в ту или другую сторону с определенной скоростью n одинаковы.

25-2. Схема замещения однофазного двигателя

На основании сказанного схема замещения однофазного двигателя имеет вид, изображенный на рис. 25-3, где вторичная цепь с сопротивлениями x_2' и r_2'/s соответствует прямо вращающемуся полю, а с x_2' и $r_2'/(2-s)$ — обратно вращающемуся.

Будем рассматривать работу двигателя при его вращении в сторону прямого поля ($-\infty<s<1$) и объединим левую пару парал-

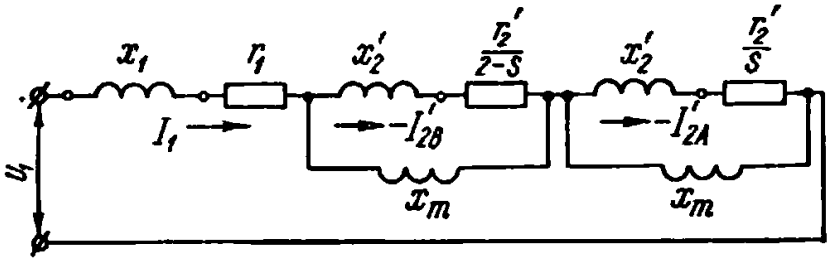


Рис. 25-3. Схема замещения однофазного асинхронного двигателя

лельных цепей схемы рис. 25-3 в общую цепь. Сопротивление этой цепи будет

$$Z_{2-3}=\frac{\left(\frac{r_2'}{2-s}+jx_2'\right)jx_m}{\frac{r_2'}{2-s}+jx_2'+jx_m}=\frac{\frac{r_2'}{2-s}+jx_2'}{1+\frac{x_2'}{x_m}-j\frac{r_2'}{(2-s)\,x_m}}\approx$$

$$\approx\frac{r_2'}{2-s}\frac{1}{\sigma_2}+jx_2'\frac{1}{\sigma_2}, \qquad (25\text{-}4а)$$

где

$$\sigma_2=1+\frac{x_2'}{x_m} \qquad (25\text{-}4б)$$

— поправочный коэффициент, равный коэффициенту рассеяния ротора.

При этом мы пренебрегли мнимой частью $j\frac{r_2'}{(2-s)\,x_m}$, которая в рассматриваемом диапазоне скольжения s относительно мала.

После этого объединения схема замещения приобретает вид рис. 25-4, *а*. Вынесем в этой схеме параллельный контур с сопротивлением x_m на первичные зажимы. Тогда получим схему замеще-

ния рис. 25-4, *б*, где поправочный коэффициент σ_1 при пренебрежении его мнимой частью равен:

$$\sigma_1 = 1 + \frac{x_1 + x_2' \frac{1}{\sigma_2}}{x_m}. \qquad (25\text{-}5)$$

В намагничивающем контуре (рис. 25-4, *б*) можно положить $s=0$, так как в этой цепи x_m велико по сравнению с другими сопротивлениями этой цепи.

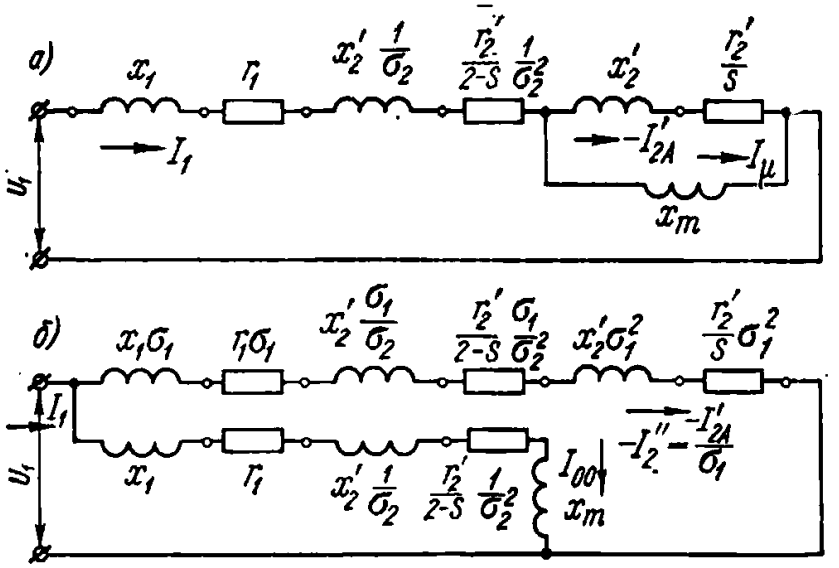


Рис. 25-4. Уточненные схемы замещения однофазного асинхронного двигателя

Ток идеального холостого хода ($s=0$), равный току намагничивающей цепи схемы рис. 25-4, *б*, с учетом активного сопротивления намагничивающего контура r_m будет

$$\dot{I}_{00} = \frac{\dot{U}_1}{\left(r + \frac{r_2'}{2}\frac{1}{\sigma_2^2} + r_m\right) + j\left(x_1 + x_2'\frac{1}{\sigma_2} + x_m\right)}, \qquad (25\text{-}6)$$

а ток главной цепи схемы рис. 25-4, *б*

$$-\dot{I}_2' = \frac{\dot{U}_1}{\left(r_1\sigma_1 + \frac{r_2'}{s}\sigma_1^2 + \frac{r_2'}{2-s}\frac{\sigma_1}{\sigma_2^2}\right) + j\left(x_1\sigma_1 + x_2'\sigma_1^2 + x_2'\frac{\sigma_1}{\sigma_2}\right)}. \qquad (25\text{-}7)$$

На основании схемы замещения рис. 25-4, *б* можно написать выражения для мощностей, моментов и потерь в обмотках.

Потери при идеальном холостом ходе ($s=0$)

$$p_{м0} = I_{00}^2\left(r_1 + \frac{r_2'}{2}\frac{1}{\sigma_2^2} + r_m\right). \qquad (25\text{-}8)$$

При скольжениях $s=0$ и $s=2$ активные сопротивления r_2'/s и $r_2'/(2-s)$ соответственно становятся равными бесконечности, и поэтому ток главной цепи $I_2''=0$.

При $s\neq 0$ потери первичной и вторичной цепей увеличиваются на величину

$$p_{м1}=I_2^{*2}r_1\sigma_1;\quad p_{м2}=I_2^{*2}\left(r_2'\sigma_1^2+r_2'\frac{\sigma_1}{\sigma_2^2}\right). \tag{25-9}$$

Электромагнитная мощность, переданная из первичной цепи во вторичную,

$$P_{эм}=P_{эмA}+P_{эмB}=I_2^{*2}\frac{r_2'}{s}\sigma_1^2+I_2^{*2}\frac{r_2'}{2-s}\frac{\sigma_1}{\sigma_2^2}\approx 2I_2^{*2}r_2'\frac{1}{s(2-s)}. \tag{25-10}$$

Мощность, соответствующая электромагнитному моменту двигателя,

$$P_м=P_{эмA}-P_{эмB}\approx 2I_2^{*2}r_2'\frac{1-s}{s(2-s)}=p_{м2}\frac{1-s}{s(2-s)}. \tag{25-11}$$

При идеальном холостом ходе ($s=0$) и при коротком замыкании ($s=1{,}0$) будет $P_м=0$, так как в первом случае $I_2''=0$, а во втором $(1-s)=0$.

При малых скольжениях, соответствующих рабочим режимам двигателя, можно принять $s^2=0$, и поэтому

$$P_м\approx\frac{p_{м2}}{2}\frac{1-s}{s}=I_2^{*2}r_2'\frac{1-s}{s}. \tag{25-12}$$

Скольжение двигателя может быть определено из уравнения (25-10):

$$s(2-s)=\frac{p_{м2}}{P_{эм}}. \tag{25-13}$$

Механическая мощность двигателя на основании уравнения (25-11) в пределах рабочих скольжений

$$P_{мх}=P_м(1-s)=\frac{(1-s)^2}{s(2-s)}p_{м2}=\frac{(1-s)^2}{s(2-s)}2I_2^{*2}r_2'. \tag{25-14}$$

25-3. Круговая диаграмма однофазного двигателя

Влияние скольжения s в рассматриваемой области его изменения ($-\infty<s<1$) на величину тока намагничивающей цепи схемы рис. 24-4, *б* невелико, и ток этой цепи можно принять равным его значению при $s=0$ [см. равенство (25-6)]. В зоне нормальных нагрузок ($0<s\ll 1$) в знаменателе (25-7) член $\frac{r_2'}{s}\sigma_1^2$ имеет преобладающее значение по сравнению с членом $\frac{r_2'}{2-s}\frac{\sigma_1}{\sigma_2^2}$, поэтому по-

следний может быть заменен членом $\frac{r_2'}{2-s}\sigma_1^2$, и сумма двух этих членов будет

$$\frac{r_2'}{s}\sigma_1^2+\frac{r_2'}{2-s}\frac{\sigma_1}{\sigma_2^2}\approx\frac{r_2'}{s}\sigma_1^2+\frac{r_2'}{2-s}\sigma_1^2=\frac{2r_2'\sigma_1^2}{q},$$

где

$$q=s(2-s). \tag{25-15}$$

Тогда вместо (25-7) получим:

$$-\dot{I}_2''=\frac{\dot{U}_1}{\left(r_1\sigma_1+\frac{2r_2'\sigma_1^2}{q}\right)+i\left(x_1\sigma_1+x_2'\sigma_1^2+x_2'\frac{\sigma_1}{\sigma_2}\right)}. \tag{25-16}$$

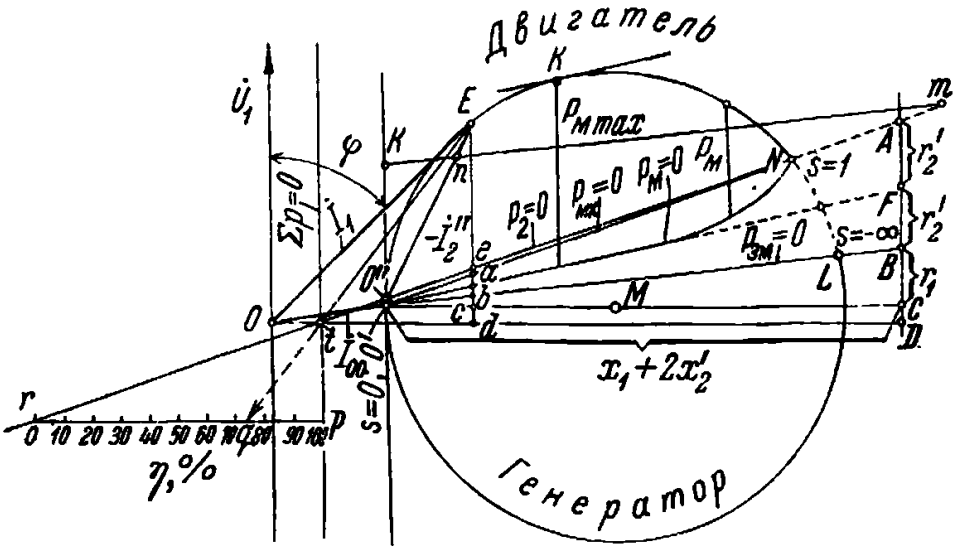


Рис. 25-5. Круговая диаграмма однофазного асинхронного двигателя

Когда q изменяется в пределах $-\infty\leqslant q\leqslant+\infty$, конец вектора тока $-\dot{I}_2''$, как и в случае, рассмотренном в § 21-2, описывает окружность с диаметром

$$D=\frac{U_1}{x_1\sigma_1+x_2'\sigma_1^2+x_2'\frac{\sigma_1}{\sigma_2}}. \tag{25-17}$$

В результате для однофазного двигателя получаем круговую диаграмму, изображенную на рис. 25-5. Построение этой диаграммы и ее шкал производится аналогично построению приближенной круговой диаграммы трехфазного двигателя с тем лишь различием, что вместо шкалы скольжения s получаем шкалу параметра q, а значение s необходимо определить через q из соотношения

$$s=1-\sqrt{1-q}, \tag{25-18}$$

вытекающего из (25-15). При этом необходимо иметь в виду, что диаграмма действительна для $-\infty \leqslant s \leqslant 1$ и соответственно для значений q в пределах $-\infty \leqslant q \leqslant 1$.

Таким образом, круговая диаграмма однофазного асинхронного двигателя имеет двойную шкалу параметра s (см. § 21-1, п. В).

Глава двадцать шестая

ОСОБЫЕ РЕЖИМЫ И ТИПЫ АСИНХРОННЫХ МАШИН

26-1. Электрическое торможение асинхронных двигателей

Для правильного выполнения производственного процесса в ряде установок требуется быстрое и плавное торможение двигателя, происходящее в точном соответствии с заданной скоростной диаграммой. Торможение можно осуществить механическим или электрическим путем, но электрическое торможение имеет ряд преимуществ перед механическим, в особенности в тех случаях, когда требуется точное регулирование момента остановки и плавность операции.

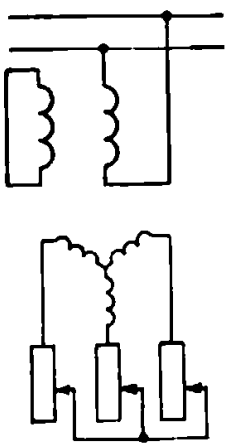


Рис. 26-1. Схема торможения асинхронного двигателя

Существуют три главных способа электрического торможения асинхронных двигателей: а) режим противовключения, или режим электромагнитного тормоза, б) режим генераторного торможения и в) режим динамического торможения.

А. **Торможение двигателя по способу противовключения.** При торможении двигателя по этому способу изменяют направление вращения поля путем переключения двух каких-нибудь линейных проводов, подходящих к статору. В этом случае ротор вращается против поля со скольжением $s>1$. Если двигатель имеет ротор с кольцами, то для ограничения тока противовключения в цепь ротора включают активное сопротивление $r_д$. Мы уже видели (см. рис. 22-4), что с увеличением $r_д$ максимум момента, оставаясь постоянным по величине, сдвигается в сторону все больших положительных скольжений. Следовательно, можно взять такое сопротивление $r_д$, при котором асинхронный двигатель, перейдя в режим электромагнитного тормоза, развил бы необходимый тормозной момент. Но при этом кривые $M=f(s)$ становятся очень пологими.

Схема, получившая большое распространение, показана на рис. 26-1. Ее характерная особенность состоит, во первых, в том, что при торможении статор двигателя включается в сеть как однофазный, и во-вторых, в том, что две фазные обмотки замыкаются накоротко. Особенно важно последнее обстоятельство, так как без короткозамкнутого контура мы имели бы обычный однофазный двигатель, не имеющий тормозного режима.

Анализ этой схемы показывает, что все происходит так, как если бы мы имели на одном валу два трехфазных двигателя, раз-

вивающих моменты, направленные навстречу друг другу. Тормозные характеристики этой схемы благоприятны. К недостаткам схемы относятся: худшее использование однофазной машины по сравнению с трехфазной, неблагоприятное влияние однофазной нагрузки на симметрию напряжения трехфазной сети и пониженный коэффициент мощности машины. Однако в большинстве случаев эти недостатки не имеют существенного значения.

Б. Режим генераторного торможения. Этот режим применяется главным образом в двигателях с переключением полюсов. Если двигатель работает при меньшем числе полюсов $2p$, т. е. при большей скорости $n_1=f/p$, то, переключая его на большее число полюсов $2\cdot 2p$, осуществим генераторное торможение в пределах от $n_1=f/p$ до $n_1'=f/2p$. Чтобы продолжать тормозить до скорости ниже n_1, нужно перевести машину в режим противовключения.

Режим генераторного торможения используется и в подъемно-транспортных сооружениях при спуске тяжелых грузов. В этом случае машина отдает обратно в сеть энергию, сообщаемую ей спускающимся грузом.

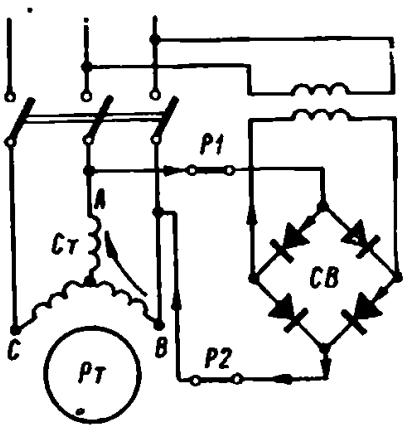


Рис. 26-2. Схема динамического торможения двигателя с короткозамкнутым ротором

В. Режим динамического торможения. При этом режиме статор отключается от сети и возбуждается постоянным током от какого-нибудь источника постоянного тока — возбудителя или выпрямителя. Одна из возможных схем показана на рис. 26-2. Здесь *Ст* — статор, две фазные обмотки которого, соединенные последовательно, питаются при торможении от сухого выпрямителя *СВ*; *Рт* — короткозамкнутый ротор; *Р1* и *Р2* — рубильники, включающие выпрямитель при торможении. Возможны и другие схемы соединений обмоток статора, например: все три фазные обмотки включаются последовательно по схеме $(A—X)$ — $—(Y—B)$ — $(Z—C)$, две параллельные обмотки соединяются последовательно с третьей и т. д.

Из схемы на рис. 26-2 видно, что в режиме динамического торможения асинхронная машина представляет собой обращенный синхронный генератор, в котором статор создает неподвижное в пространстве магнитное поле, а ротор является якорем генератора. Энергия торможения поглощается в роторе. В двигателях с кольцами можно вводить при торможении сопротивление $r_д$ и этим воздействовать на кривую тормозного момента машины, которая, как показывает анализ, почти одинакова с кривой момента асинхронной машины.

В двигателях с короткозамкнутым ротором изменение тормозного момента достигается регулированием напряжения постоянного тока. При этом следует считаться с силами одностороннего тяжения между статором и ротором.

26-2. Работа асинхронного двигателя в режиме двойного питания [190 б]

Обычно к асинхронному двигателю подводится электроэнергия только со стороны статора. Но в двигателях с кольцами мы можем подвести энергию к обеим частям машины, т. е. и к статору и к ротору, соединив для этого их обмотки последовательно или параллельно.

Такой двигатель называется двигателем двойного питания.

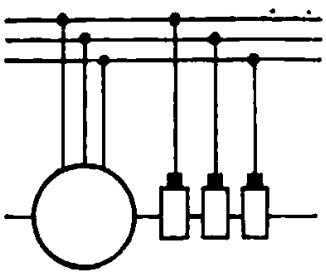


Рис. 26-3. Машина двойного питания

Предположим, что статор и ротор соединены параллельно (рис. 26-3), и выясним условия, необходимые для работы двигателя двойного питания. Ток I_1, подведенный из сети к статору, создает н. с., первая гармоническая которой вращается относительно статора со скоростью $n_1=f/p$.

Ток I_2, подведенный из сети к ротору, создает н. с., вращающуюся относительно ротора со скоростью $n_2=n_1=f/p$. Направление вращения этой н. с. может совпадать с направлением вращения ротора и может быть обратно ему. Если n — скорость вращения ротора, то в первом случае скорость вращения н. с. ротора в пространстве равна $n+n_2$, а во втором случае $n-n_2$.

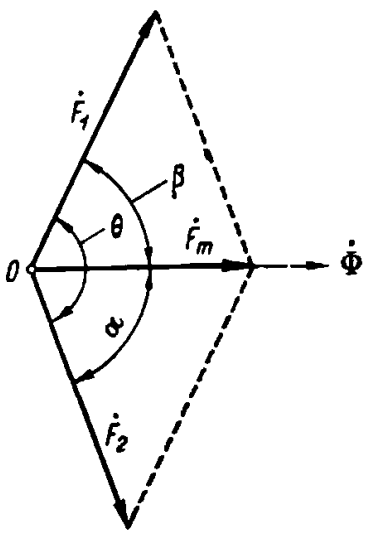


Рис. 26-4. Диаграмма н. с. двигателя двойного питания

Для создания вращающего момента необходимо, чтобы н. с. статора и ротора (первые гармонические) были относительно друг друга неподвижны, т. е. чтобы

$$n_1=n\pm n_2 \quad \text{или} \quad n=n_1\mp n_2. \qquad (26\text{-}1)$$

В последнем выражении верхний знак относится к случаю, когда н. с. ротора вращается согласно с ротором, а нижний, когда она вращается навстречу ему.

Так как $n_1=n_2$, то двигатель работает в режиме двойного питания при а) $n=0$ и б) $n=2n_1$. Во втором случае мы имеем машину, вращающуюся с двойной синхронной скоростью и имеющую ряд свойств синхронной машины. В частности, для осуществления режима двойной скорости двигатель должен быть доведен до этой скорости посторонними средствами. Недостатком такой машины является также ее бóльшая склонность к колебаниям.

При $U=\text{const}$ практически постоянным остается также поток машины двойного питания Φ и, следовательно, результирующая н. с. F_m обмоток ротора и статора. При холостом ходе оси н. с. обмоток статора F_1 и ротора F_2 совпадают, и поэтому, рассматривая F_1 и F_2 как пространственные векторы, можем написать

$$\dot{F}_1+\dot{F}_2=\dot{F}_m.$$

При нагрузке двигателя его ротор сместится на некоторый угол θ относительно статора, и тогда

$$\dot{F}_1 + \dot{F}_2 \varepsilon^{-j\theta} = \dot{F}_m,$$

чему соответствует векторная диаграмма на рис. 26-4. Н. с. $\dot{F}_1$ и $\dot{F}_2$ при этом соответственно возрастут по величине, а вместе с ними возрастут и токи статора и ротора.

Двигатель двойного питания может работать и в режиме асинхронной скорости, но при этом машина отдает в сеть токи с частотой скольжения, вредно отражающиеся на работе как сети, так и питающих ее синхронных генераторов. Поэтому практическое значение асинхронной машины двойного питания в режимах синхронной и асинхронной скоростей невелико. В общем случае машина двойного питания может работать от сети с разными напряжениями и частотами и иметь статор и ротор с разными параметрами.

Этот случай исследован В. Т. Касьяновым, который дал общие выражения для токов и э. д. с. такой машины и показал, что ее можно рассматривать как общий случай машин переменного тока.

Машины двойного питания, как трехфазные, так и особенно однофазные, имеют широкое применение в системах синхронной связи.

26-3. Скользящие электромагнитные муфты

Скользящая электромагнитная муфта применяется для эластичной связи между первичным двигателем и исполнительным механизмом. Она состоит из а) ведомой, обычно внутренней части, практически представляющей собой ротор асинхронной машины с фазной или, чаще, короткозамкнутой обмоткой, и б) ведущей, наружной, части, имеющей явновыраженные полюсы, возбуждаемые постоянным током. Ведомая часть муфты механически соединяется с исполнительным механизмом, ведущая — с первичным двигателем.

При вращении возбужденная ведущая часть электромагнитно взаимодействует с ведомой частью и увлекает ее за собой с некоторым скольжением s, так же как вращающееся поле асинхронного двигателя увлекает за собой ротор. При установившемся режиме работы $s = 1 \div 2\%$.

Регулируя ток возбуждения, мы имеем возможность просто и очень плавно сцеплять и расцеплять ведущую и ведомую части. Вместе с тем, соответственно каждому данному значению тока возбуждения муфта развивает определенный опрокидывающий момент и, следовательно, является своего рода предохранителем, защищающим первичный двигатель от чрезмерных перегрузок и толчков нагрузки. Выполняя ведомую часть с двумя беличьими клетками, можно получить муфту, развивающую весьма значительные пусковые моменты. Главная область применения электро-

магнитных муфт — гребные установки на судах. В последнее время эти муфты используются в аэродинамических установках. Мощность одной из таких установок — 8800 *квт*.

26-4. Асинхронные машины для автоматических устройств

В автоматических, телемеханических и счетно-решающих устройствах применяются разнообразные электрические машины весьма малой мощности (так называемые микромашины). К этим машинам предъявляются весьма высокие требования в отношении точности их работы, и в связи с этим их производство носит характер производства приборов точной механики. Ниже коротко рассматриваются лишь некоторые типы этих машин.

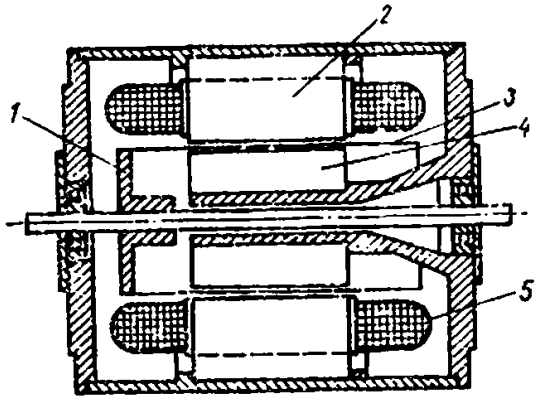


Рис. 26-5. Двухфазная асинхронная машина с полым ротором

1 — втулка ротора; *2*, *4* — статор; *3* — полый ротор; *5* — обмотка статора

А. Двухфазные машины с полым ротором. Эти машины находят широкое применение в качестве исполнительных двигателей (сервомоторов). В схемах автоматики эти двигатели должны реагировать на изменение определенной электрической величины (сигнала) и в соответствии с интенсивностью и продолжительностью действия этой величины выполнять определенную функцию воздействия на другие элементы автоматического устройства.

Конструкция двигателя с полым ротором показана на рис. 26-5. Статор этого двигателя *2* устроен аналогично статору обычной асинхронной машины и имеет обмотку *5*, состоящую из двух фаз, сдвинутых относительно друг друга в пространстве на 90 эл. градусов. Двигатель имеет также внутренний статор *4*, т. е. неподвижный пакет из листов электротехнической стали. Назначение этого статора заключается в уменьшении сопротивления магнитной цепи двигателя. Ротор *3* двигателя выполнен в виде полого тонкостенного (менее одного миллиметра) цилиндра из немагнитного металла или сплава (обычно из алюминия). Ротор укреплен на втулке *1*, через которую движение передается на вал. При такой конструкции ротор обладает ничтожной инерцией, что имеет чрезвычайно существенное значение с точки зрения быстроты реагирования двигателя на появление или исчезновение сигнала.

Одна из фаз обмотки статора является обмоткой возбуждения и при работе автоматического устройства включена на постоянное по величине напряжение переменного тока $U_в$. Другая фаза является обмоткой управления, на которую подается так называемый сигнал в виде напряжения переменного тока $U_с$ той же частоты (рис. 26-6). Напряжение сигнала сдвинуто по фазе на 90°

от напряжения возбуждения и может изменяться от нуля до определенной величины.

Несимметричная двухфазная система напряжений $\dot{U}_в$, $\dot{U}_с$ (рис. 26-6, *а*) может быть разложена на систему напряжений прямой последовательности (рис. 26-6, *б*) величиной

$$\dot{U}_1 = \frac{\dot{U}_в + j\dot{U}_с}{2}$$

и систему напряжений обратной последовательности (рис. 26-6, *в*) величиной

$$\dot{U}_2 = \frac{\dot{U}_в - j\dot{U}_с}{2}.$$

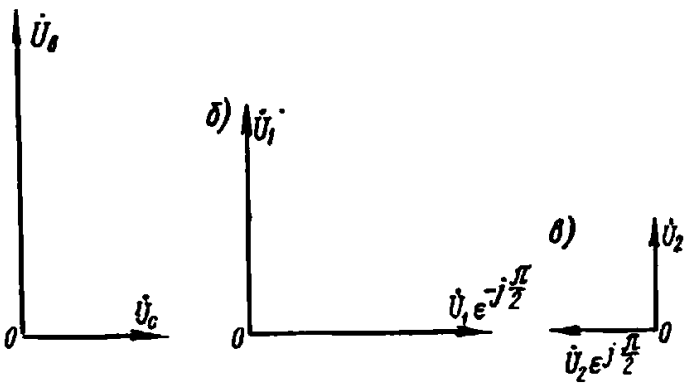


Рис. 26-6. Напряжения двухфазной системы: *а* — напряжения обмоток; *б* — напряжения прямой последовательности; *в* — напряжения обратной последовательности

Когда напряжение сигнала $U_с$ равно нулю, то $U_1 = U_2$, двигатель не развивает вращающего момента и ротор неподвижен. При $U_с > 0$ будет $U_1 > U_2$ и двигатель разовьет вращающий момент, величина которого практически пропорциональна напряжению сигнала $U_с$. Если этот момент больше момента сопротивления на валу, то двигатель немедленно придет во вращение.

Машины с полым ротором широко используются также в качестве тахогенераторов. При этом обмотка возбуждения подключается на постоянное по величине напряжение переменного тока, в результате чего возникает пульсирующий магнитный поток $\Phi_в$ (рис. 26-7). При неподвижном роторе этот поток будет индуктировать в роторе только так называемую э. д. с. трансформации, в результате чего появляются токи i_1 (рис. 26-7), поток от которых будет также действовать по оси обмотки возбуждения и не будет индуктировать э. д. с в обмотке управления. Однако при вращении ротора в нем индуктируется также э. д. с. вращения и возникают токи i_2 (рис. 26-7), поток от которых направлен по оси обмотки управления, пульсирует с частотой тока обмотки возбуждения и индуктирует в обмотке управления э. д. с., величина которой практически пропорциональна скорости вращения.

В автоматических устройствах тахогенератор является измерительным элементом скорости вращения и действует на определенный элемент схемы через э. д. с., индуктируемую в обмотке управления.

Б. Поворотные трансформаторы. В автоматических устройствах возникает необходимость получать напряжения, являющиеся функциями угла поворота α определенного механизма. Эти напряжения, в свою очередь, действуют на другие элементы системы, осуществляя регулирование в функции угла поворота.

Для подобных целей используются поворотные трансформаторы (рис. 26-8), аналогичные по конструкции нормальным асинхронным машинам, с двумя обмотками (S, K) на статоре и подобными же двумя обмотками (A, B) на роторе. В таких трансформаторах принимают меры к тому, чтобы распределение магнитной индукции вдоль воздушного зазора было по возможности ближе к синусоидальному. Если при этих условиях питать одну из обмоток статора, например обмотку S на рис. 26-7, переменным током, то в обмотках ротора A и B будут индуктироваться э. д. с., пропорциональные соответственно $\sin\alpha$ и $\cos\alpha$. Такой трансформатор называется синус-косинусным, и напряжения обмоток A и B будут также пропорциональны $\sin\alpha$ и $\cos\alpha$, если эти обмотки и их внешние нагрузки одинаковы. В противном случае возникают искажения, вызванные потоком поперечной реакции, направленным перпендикулярно оси обмотки S. Эти искажения можно свести к минимуму, замыкая об-

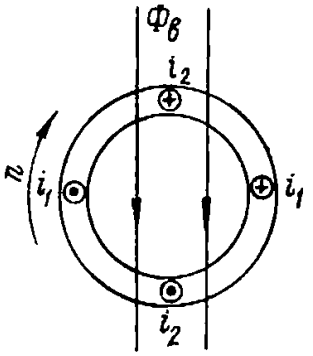


Рис. 26-7. Токи ротора тахогенератора

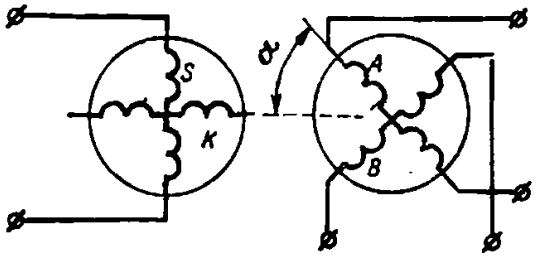


Рис. 26-8. Схема соединения обмоток синус-косинусного поворотного трансформатора

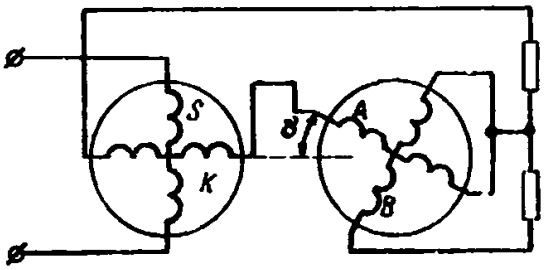
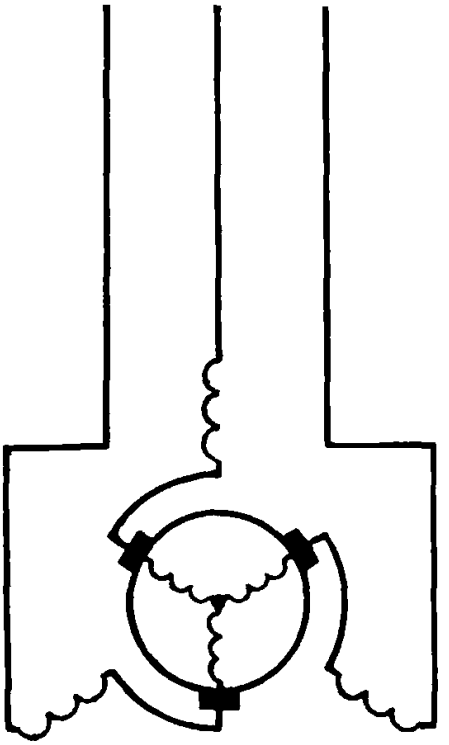


Рис. 26-9. Схема соединения обмоток линейного поворотного трансформатора

мотку K на небольшое внешнее сопротивление. Такое мероприятие называется симметрированием.

Если соединить обмотки по схеме рис. 26-9 и питать переменным током обмотку S, то напряжение на зажимах последовательно соединенных обмоток A и K при $\alpha=0\div65°$ будет изменяться практически пропорционально углу α. Обмотка B в целях симметрирования при этом замыкается на внешнее сопротивление. Такой поворотный трансформатор называется линейным.



Раздел четвертый

КОЛЛЕКТОРНЫЕ МАШИНЫ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА

Глава двадцать седьмая

ОБЩИЕ ВОПРОСЫ ТЕОРИИ КОЛЛЕКТОРНЫХ МАШИН ПЕРЕМЕННОГО ТОКА

27-1. Краткая история развития коллекторной машины переменного тока

Первые попытки использовать двигатель последовательного возбуждения постоянного тока для работы от сети однофазного переменного тока были сделаны еще в середине восьмидесятых годов прошлого столетия. Действительно, так как в двигателе последовательного возбуждения изменение тока происходит одновременно в якоре и в обмотке возбуждения, то развиваемый двигателем вращающий момент не зависит от направления тока. Чтобы улучшить работу двигателя, его магнитную систему начали целиком делать из листовой стали, а для устранения вредного действия пульсирующей н. с. реакции якоря применили компенсационную обмотку в виде короткозамкнутого витка, совместив ось последнего с осью обмотки якоря.

К тому же времени был разработан однофазный репульсионный двигатель, в котором, так же как в асинхронном бесколлекторном двигателе, статор и ротор соединены только электромагнитно, но который, тем не менее, сохраняет все свойства однофазного двигателя последовательного возбуждения.

Изобретение М. О. Доливо-Добровольским асинхронного бесколлекторного двигателя трехфазного тока открыло новую эру в электромашиностроении и на время прервало развитие асинхронной коллекторной машины. Только в первые годы текущего столетия, после того как выяснилось, что асинхронные бесколлекторные двигатели имеют малоудовлетворительные регулировочные характеристики и коэффициент мощности меньше единицы, в особенности в тихоходных двигателях или в двигателях при малых нагрузках, к асинхронным коллекторным машинам, главным образом к двигателям, вновь возродился интерес. Действительно, придав асинхронному двигателю коллектор, мы получаем совершенно новый

тип двигателя, приближающийся по своим характеристикам к двигателям постоянного тока.

Асинхронная коллекторная машина нашла наибольшее применение в электротяге в виде однофазного двигателя последовательного возбуждения. Опыт эксплуатации электрифицированных магистральных железнодорожных линий показал, что они могут успешно работать как на постоянном токе повышенного напряжения (3300 *в*), так и на переменном однофазном токе пониженной частоты (25 и $16^2/_3$ *гц*). В настоящее время широко поставлена проблема использования для целей тяги однофазного тока промышленной частоты 50—60 *гц*.

В то же время (1900—1914 гг.) шло развитие трехфазных коллекторных машин в следующих главных направлениях: а) как двигателей последовательного и параллельного возбуждения, позволяющих плавно и в широких пределах регулировать скорость вращения; б) как двигателей с улучшенным коэффициентом мощности; в) как фазокомпенсаторов, включаемых в цепь ротора асинхронных бесколлекторных машин с целью улучшения коэффициента мощности и г) как генераторов переменного тока в каскадных и специальных установках.

Трехфазные двигатели параллельного возбуждения были предложены еще в 1891 г., но начали развиваться только в текущем столетии. Наибольшее распространение получил обращенный двигатель (т. е. питаемый с ротора — см. § 29-7) с двумя комплектами щеток на коллекторе, имеющий жесткую характеристику скорости с регулированием последней в пределах 1:3 и выше (двигатель Шраге — Рихтера).

Асинхронные компенсированные и синхронизированные двигатели получили значительное развитие в 20-х годах текущего столетия в связи с необходимостью улучшения $\cos\varphi$ энергосистем. Основная особенность обоих типов машин состоит в том, что в нормальный асинхронный двигатель как бы встраивают добавочную коллекторную машину. Поставленная цель этим достигается, но относительно дорогой ценой умаления большей части положительных показателей нормального асинхронного двигателя — его стоимости, дешевизны в эксплуатации и надежности в работе. Поэтому в настоящее время предпочитают улучшать $\cos\varphi$ двигателей малой мощности при помощи статических конденсаторов, а в двигателях большой мощности — при помощи фазокомпенсаторов.

Первые фазокомпенсаторы с роторным возбуждением были предложены в середине 90-х годов прошлого столетия. Фазокомпенсаторы этой системы улучшают $\cos\varphi$ лишь под нагрузкой. Кроме того, предложен ряд других систем как с самовозбуждением, так и с независимым возбуждением. В ряде случаев фазокомпенсаторы, несмотря на их дополнительную стоимость, являются ценным средством улучшения $\cos\varphi$ асинхронных бесколлекторных двигателей и в настоящее время получили известное распространение. При соответствующем выборе фазокомпенсатора асинхронный двигатель может работать с опережающим $\cos\varphi$.

Коллекторные машины переменного тока широко применяются в каскадных соединениях и служат как для регулирования скорости при увеличенном к. п. д., так и для компенсации $\cos\varphi$. Основные типы каскадов были развиты за время с 1908 по 1916 г. (каскад Кремера и каскад Шербиуса) и позволяют регулировать скорость либо только вниз от синхронной, либо в обе стороны от нее в пределах до $\pm 25\%$. Каскады получили определенное распространение в тех отраслях промышленности, для которых пределы регулирования скорости не превышают отношения 1 : 2.

Коллекторная машина переменного тока может быть использована как генератор тока переменной частоты, работающий с постоянной скоростью вращения. Одна из систем этого рода, так называемый компенсированный коллекторный генератор с независимым возбуждением переменного тока, была разработана в СССР в 1921 г. Н. С. Японьским и М. П. Костенко. В 1946—1947 гг. М. П. Костенко предложил схему с коллекторным генератором, которая позволяет сохранить постоянную частоту и постоянное напряжение при переменной скорости вращения первичного двигателя.

Таким образом, коллекторную асинхронную машину следует рассматривать как специальный тип электрической машины, который хотя и не может конкурировать с нормальными типами электрических машин, но находит достаточно широкое и многообразное применение в ряде специальных случаев.

27-2. Э. д. с., индуктируемые в якоре коллекторной машины переменного тока

В общем случае в якоре коллекторной машины переменного тока индуктируются двоякого рода э. д. с.: а) трансформаторная э. д. с. $E_{тр}$, поскольку обмотки возбуждения и якоря, связанные между собой переменным полем, мы можем рассматривать как первичную и вторичную обмотки трансформатора, и б) э. д. с. вращения $E_{вр}$, развивающаяся в обмотке якоря при его вращении в магнитном поле, как и в машине постоянного тока. Мы рассмотрим свойства этих э. д. с. сначала в простейшем типе однофазной коллекторной машины.

А. Трансформаторная э. д. с., создаваемая пульсирующим полем в якоре однофазной коллекторной машины. Предположим, что обмотка возбуждения B (рис. 27-1) создает поток Φ_m, пульсирующий с частотой f, и что якорь $Я$ неподвижен в пространстве, т. е. $n=0$. Так как плоскость секции *1—1* параллельна линиям потока Φ_m, то ее трансформаторная э. д. с. $E_{тр}$ равна нулю. В секции *2—2*, расположенной по одну сторону от секции *1—1*, э. д. с. $E_{тр}$ имеет один знак, например крест — точка, а в секции *3—3*, расположенной симметрично секции *2—2* по другую сторону секции *1—1*, э. д. с. $E_{тр}$ имеет другой знак: точка — крест. Таким образом, в проводниках обмотки якоря, находящихся по разные стороны от осевой линии обмотки возбуждения, индуктируются э. д. с. разных знаков. Наибольшее значение трансформаторной э. д. с. $E_{тр}$ на

щетках A—B получается, если поставить их по оси обмотки возбуждения (рис. 27-1, *а*). Частота трансформаторной э. д. с. как в секциях, так и на щетках равна частоте f пульсирующего потока Φ или соответственно тока возбуждения $i_в$. В дальнейшем будем считать, что поток Φ изменяется синусоидально во времени, и примем для простоты, что поток синусоидально распределен по окружности якоря. В этом случае э. д. с. $E_{тр}$ тоже изменяется во времени синусоидально, причем ее действующее значение

$$E_{тр} = \pi\sqrt{2} f w_a k_{об} \Phi_m, \qquad (27\text{-}1)$$

где Φ_m — амплитуда магнитного потока.

Если N — число проводников обмотки якоря, $2a$ — число ее ветвей, то $w_a = \frac{N}{2 \cdot 2a}$. Кроме того, при синусоидальном распре-

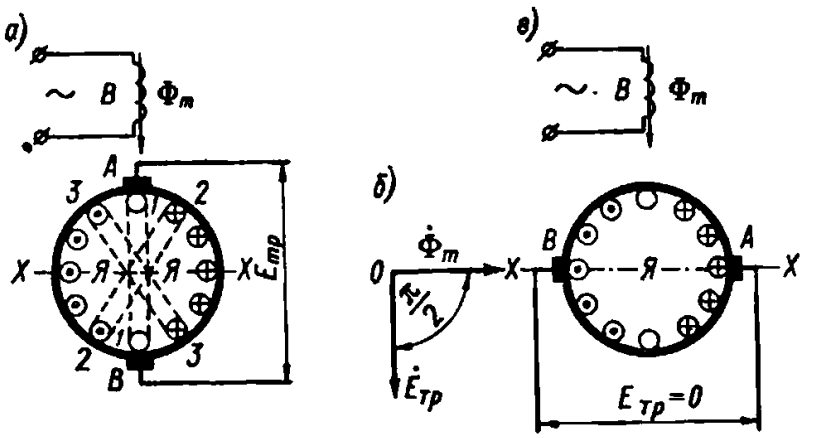


Рис. 27-1. Э. д. с. $E_{тр}$, создаваемая в обмотке якоря пульсирующим полем при $n=0$

делении поля по окружности якоря обмоточный коэффициент однофазного якоря $k_{об}=2/\pi$ (отношение диаметра к полуокружности). При этих условиях имеем:

$$E_{тр} = f \frac{N}{a} \frac{\Phi_m}{\sqrt{2}}. \qquad (27\text{-}1а)$$

По фазе э. д. с. $E_{тр}$ отстает во времени от потока Φ_m на 90° (рис. 27-1, *б*).

Если мы поставим щетки A—B по линии геометрической нейтрали X—X (рис. 27-1, *в*), то $E_{тр}=0$, так как в каждую ветвь обмотки якоря входит равное число секций с противоположно направленными э. д. с. При сдвиге щеток с нейтрали на угол α имеем:

$$E_{тр\,\alpha} = E_{тр} \sin\alpha. \qquad (27\text{-}2)$$

Б. Трансформаторная э. д. с., создаваемая круговым вращающимся полем. Предположим, что поток Φ_m вращается в пространстве со скоростью $n_1=f/p$ по часовой стрелке и что по-прежнему $n=0$. Вращающийся поток можно заменить двумя равными ему по величине магнитными потоками Φ_x и Φ_y, пульсирующими

с частотой f и сдвинутыми относительно друг друга на 90° во времени и пространстве (рис. 27-2). Если щетки A—B сдвинуты с линии X—X на угол α, то поток Φ_x создает на щетках э. д. с. $E_{тр\,x}=E_{тр}\cos\alpha$, а поток Φ_y — э. д. с. $E_{тр\,y}=E_{тр}\sin\alpha$, причем эти э. д. с, так же как и создающие их потоки, сдвинуты на 90° во времени. Следовательно,

$$E_{тр\ (A-B)}=\sqrt{E^2_{тр\,x}+E^2_{тр\,y}}=E_{тр}, \qquad (27\text{-}3)$$

т. е. вращающееся круговое поле создает на щетках трансформаторную э. д. с., которая изменяется с частотой f, сохраняя постоянную величину $E_{тр}$ независимо от положения щеток на коллекторе.

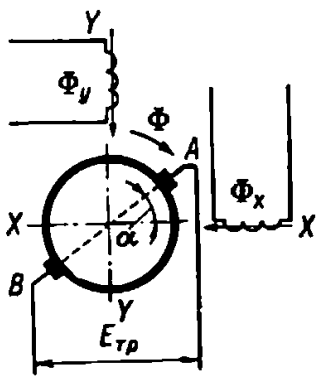


Рис. 27-2. Э. д. с. $E_{тр}$ при вращающемся поле и $n=0$

Фаза э. д. с. $E_{тр}$ относительно потока Φ_m та же, что и на рис. 27-1, *б*.

В. Э. д. с. вращения, создаваемая пульсирующим полем. Сначала предположим, что $\Phi_m=\text{const}$, т. е. что мы имеем машину постоянного тока. Если в поле вращается якорь со скоростью n, то, как мы уже знаем: а) в каждой секции обмотки якоря индуктируется переменная э. д. с., имеющая частоту $f_{вр}=pn$; б) на щетках возникает э. д. с. $E_{вр}$, имеющая частоту $f=0$ соответственно неподвижному в пространстве и постоянному во времени потоку Φ; в) при заданной скорости вращения якоря n э. д. с. $E_{вр}$ достигает наибольшей величины, если щетки расположены по линии геометрической нейтрали; при сдвиге щеток с нейтрали на 90° э. д. с. $E_{вр}=0$; в общем случае $E_{вр\alpha}=E_{вр}\cos\alpha$, где α — угол, на который щетки смещены с нейтрали; г) при изменении скорости вращения n изменяются величина и частота э. д. с. секции, тогда как э. д. с. на щетках изменяется только по величине ($E_{вр}\sim n$), сохраняя частоту $f=0$.

Теперь предположим, что поток возбуждения Φ_m пульсирует с частотой f. В этом случае в каждой секции обмотки якоря возникает э. д. с., являющаяся результатом наложения двух э. д. с.— э. д. с. вращения, имеющей частоту вращения $f_{вр}=pn$, и трансформаторной э. д. с., имеющей частоту f.

Другими свойствами обладает э. д. с. вращения на щетках. Предположим, что они поставлены по линии X—X (рис. 27-3, *а*), т. е. в такое положение, когда $E_{тр}=0$, и что поток изменяется во времени синусоидально (кривая *1* на рис. 27-3, *б*). При заданной скорости вращения n э. д. с. $E_{вр}\sim\Phi_m$. Следовательно, э. д. с. $E_{вр}$ изменяется во времени тоже синусоидально и одновременно с потоком Φ_m проходит через нуль и достигает максимума (кривая *2* на рис. 27-3, *б*). При изменении скорости э. д. с. $E_{вр}$ изменяется только по величине, тогда как ее частота по-прежнему остается равной частоте пульсирующего потока f.

Если же мы изменим направление вращения якоря на обратное ($-n$), ничего не изменяя в цепи возбуждения, то получим э. д. с.

вращения $E_{вр}$, находящуюся в противофазе с потоком Φ (штриховая кривая *3* на рис. 27-3, *б* и соответственно вектор $\dot{E}_{пр}$ на рис. 27-3, *в*). Таким образом, мы можем сказать, что а) частота э. д. с. на щетках не зависит от скорости вращения якоря и определяется только частотой f потока возбуждения; б) э. д. с. вращения находится в фазе или противофазе с потоком Φ_m; в) э. д. с. $E_{вр}$ достигает наибольшего значения при положении щеток на линии геометрической нейтрали, причем

$$E_{вр} = \sqrt{2}\pi f_{вр} w_a k_{об} \Phi_m \quad (27\text{-}4)$$

или, так как

$$w_a = \frac{N}{2 \cdot 2a}$$

и $k_{об} = 2/\pi$, то

$$E_{вр} = f_{вр} \frac{N\Phi_m}{a\sqrt{2}} = \frac{pnN\Phi_m}{a\sqrt{2}}. \quad (27\text{-}5)$$

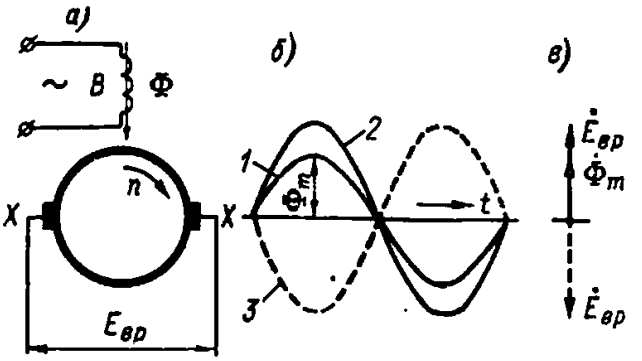


Рис. 27-3. Э. д. с. вращения $E_{вр}$, создаваемая в обмотке якоря пульсирующим полем

При сдвиге щеток A—B с нейтрали на угол α получаем э. д. с.

$$E_{A-B} = \sqrt{E_{тр}^2 \sin^2\alpha + E_{вр}^2 \cos^2\alpha}$$

с частотой f, поскольку эту частоту имеет каждая из э. д. с. на щетках.

Г. Э. д. с. на щетках при круговом вращающемся поле. Если поток возбуждения задан по величине ($\Phi_m = \text{const}$) и неподвижен в пространстве, как это имеет место в машинах постоянного тока, то э. д. с. на щетках имеет определенную величину и частоту $f = 0$. Теперь представим себе, что поток Φ_m, не изменяясь по величине, начинает вращаться (рис. 27-4, *а*). Если щетки по-прежнему неподвижны, то э. д. с. на щетках изменяется с такой же скоростью, как и поток Φ_m; другими словами, *частота э. д. с. вращения на щетках определяется*, как и при пульсирующем потоке, *только частотой потока возбуждения и не зависит от скорости вращения якоря.*

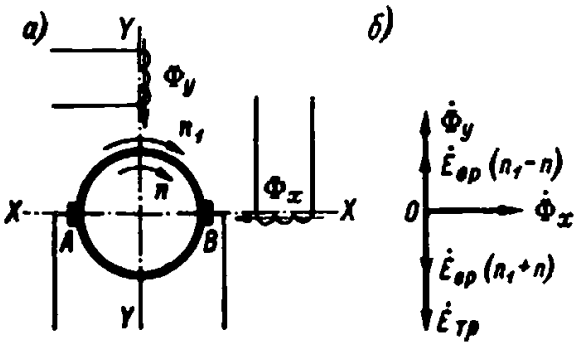


Рис. 27-4. Э. д. с., создаваемая в якоре вращающимся полем при $n = 0$

Чтобы определить э. д. с. вращения по величине, прибегнем к тому же приему, что и раньше, а именно заменим вращающийся магнитный поток двумя равными ему по величине потоками Φ_x и Φ_y, пульсирующими с частотой f и сдвинутыми относительно друг друга на 90° во времени и в пространстве. Предположим, что линия

щеток совпадает с осью какого-нибудь одного потока, например потока Φ_x (рис. 27-4, *а*). На щетках A—B этот поток создает только трансформаторную э. д. с., определяемую по формуле (27-1) и отстающую от Φ_x на 90° (рис. 27-4, *б*).

Поток Φ_y создает на щетках A—B только э. д. с. вращения, имеющую ту же частоту f, что и трансформаторная э. д. с.; при этом, если поле и якорь вращаются согласно, как это показано на рис. 27-4, то их относительная скорость составляет n_1-n; при вращении в противоположные стороны имеем n_1+n. В первом случае э. д. с. $\dot{E}_{вр}$, определяемая по фазе потоком Φ_y, должна быть направлена встречно относительно $\dot{E}_{тр}$, так чтобы результирующая э. д. с. на щетках $\dot{E}_{A-B}=\dot{E}_{тр}-\dot{E}_{вр}$. При $n=n_1$ имеем $\dot{E}_{вр}=\dot{E}_{тр}$ и $\dot{E}_{A-B}=0$, так как в этом случае поле неподвижно относительно вращающегося якоря. Во втором случае $\dot{E}_{A-B}=\dot{E}_{тр}+\dot{E}_{вр}$.

Воспользовавшись формулами (27-1) и (27-4), получаем:

$$E_{A-B}=E_{тр}\mp E_{вр}=\sqrt{2}\,\pi\,(f\mp f_{вр})\,w_a k_{об}\Phi_m. \qquad (27\text{-}6)$$

Знак «минус» соответствует вращению якоря в направлении вращения поля, знак «плюс» — обратному направлению вращения якоря.

Если потоки Φ_x и Φ_y, оставаясь сдвинутыми на 90° во времени и пространстве, не равны по величине, то

$$E_{A-B}=E_{тр}\mp E_{вр}=\pi\sqrt{2}\,f w_a k_{об}\Phi_x\mp\pi\sqrt{2}\,f_{вр}w_a k_{об}\Phi_y. \qquad (27\text{-}7)$$

В еще более общем случае потоки Φ_x и Φ_y могут оказаться сдвинутыми во времени на угол, отличный от 90°. В этом случае э. д. с. $E_{тр}$ и $E_{вр}$ суммируются геометрически, т. е.

$$\dot{E}_{A-B}=\dot{E}_{тр}\mp\dot{E}_{вр}.$$

Д. Э. д. с. на щетках многофазной коллекторной машины. Возьмем наиболее распространенный тип трехфазной коллекторной машины, т. е. $m=3$. Фазы обмотки якоря соединены между собой треугольником, который всегда может быть приведен к эквивалентной звезде. При этом, если оси обмоток статора и ротора совпадают (рис. 27-5, *а*), то и э. д. с., индуктируемые в них вращающимся потоком Φ_m, также совпадают по фазе.

При $n=0$ э. д. с. фазы ротора (при приведении обмотки к звезде)

$$E_2=\pi\sqrt{2}\,f w_2 k_{об2}\Phi_m. \qquad (27\text{-}8)$$

Соответственно э. д. с. фазы статора

$$E_1=\pi\sqrt{2}\,f w_1 k_{об1}\Phi_m. \qquad (27\text{-}9)$$

Отсюда

$$E_1=k_e E_2=E_2', \qquad (27\text{-}10)$$

где

$$k_e = \frac{w_1 k_{об1}}{w_2 k_{об2}}$$

и E'_2 — э. д. с. фазы ротора на щетках, приведенная к э. д. с. фазы статора.

При вращении ротора $E'_{2s} = sE'_2$. Если мы сдвинем щетки на угол α, например, против направления вращения потока Φ_m, то э.д.с. на щетках не изменится по величине, но по фазе начнет опережать э. д. с. E_1 на угол α, так как при данных условиях поток Φ набегает сначала на ось обмотки ротора, а затем со сдвигом на угол α — на ось обмотки статора. При сдвиге щеток по на-

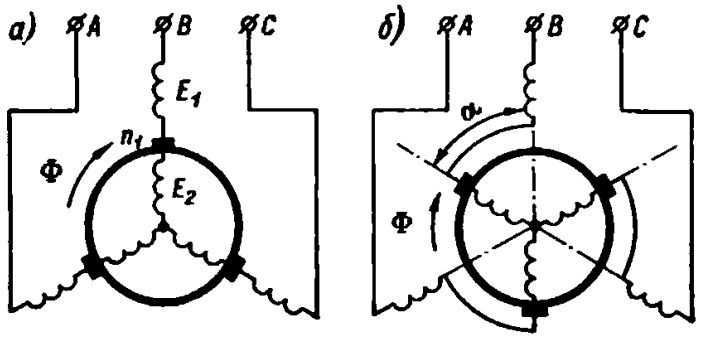


Рис. 27-5. Э. д. с. на щетках трехфазной (многофазной) коллекторной машины: *а* — при $\alpha = 0$ и *б* — при сдвиге щеток против вращения поля

правлению вращения потока э. д. с. на щетках будет отставать от э. д. с. E_1 на угол α. Следовательно,

$$E'_{2s} = sE'_2 \varepsilon^{\pm j\alpha}. \qquad (27\text{-}11)$$

27-3. Токи якоря коллекторной машины переменного тока

Основная особенность питания якоря коллекторной машины переменного тока по сравнению с машиной постоянного тока нормальной конструкции состоит в том, что число точек питания якоря на каждой паре полюсов может быть больше двух, причем углы между соседними щетками могут быть в общем случае не равны между собой.

А. Однофазные машины. Наиболее простой формой подведения тока к якорю однофазной коллекторной машины является питание его, так же как и якоря машины постоянного тока, через две точки, диаметрально расположенные на потенциальном круге коллектора (рис. 27-6, *а*). Вторая форма питания — через четыре точки по двум взаимно перпендикулярным осям — применяется в так называемых компенсированных однофазных двигателях и соответствует питанию якоря электромашинного усилителя. В этом случае в якоре существуют как бы две независимые системы токов, которые на одних участках складываются и на других вычитаются

(рис. 27-6, *б*). Третья форма питания — через две системы симметричных подвижных щеток, которые могут сближаться и удаляться друг от друга,— применяется в однофазных репульсионных двигателях (см. ниже гл. 28). В этом случае под током находятся только участки якоря между соединенными друг с другом щетками, а остальные участки якоря оказываются обесточенными (рис. 27-6, *в*).

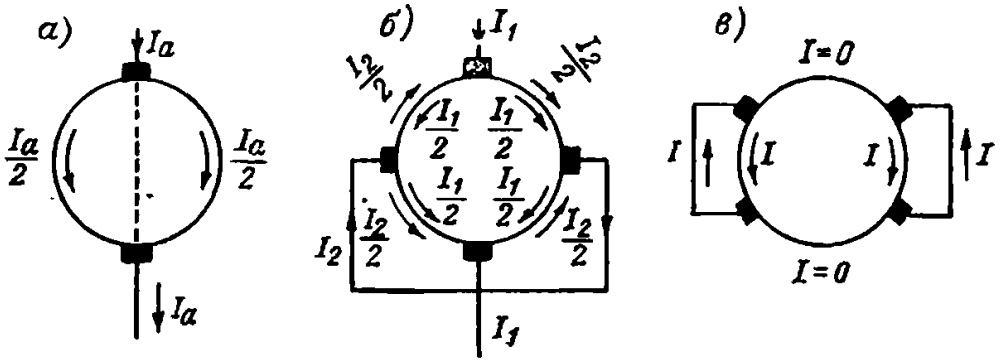


Рис. 27-6. Системы питания якоря однофазных машин

Б. Многофазные машины. При питании якоря многофазным симметричным током обмотка якоря оказывается включенной многоугольником. В этом случае ток $I_{щ}$, текущий через щетку в обмотку

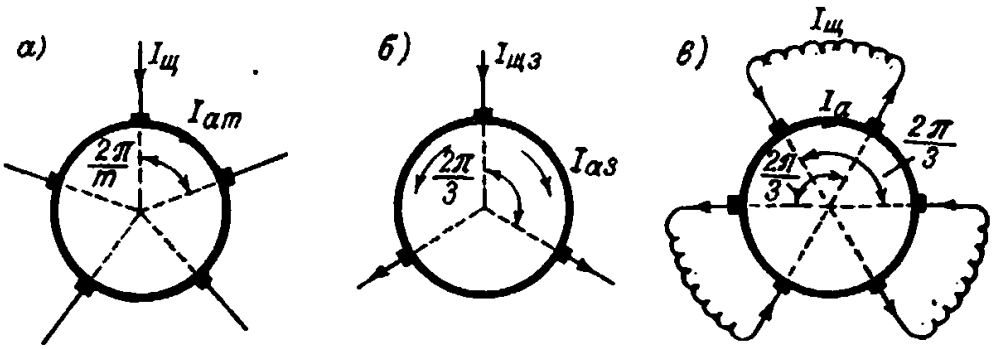


Рис. 27-7. Системы питания якоря многофазных машин

якоря, представляет собой геометрическую разность двух фазных токов I_a этой обмотки. Если число фаз m, то угол сдвига между двумя фазными токами равен $2\pi/m$ (рис. 27-7, *а*). Следовательно,

$$I_{щ} = 2I_{am} \sin \frac{\pi}{m}. \qquad (27\text{-}12)$$

При трехфазном токе (рис. 27-7, *б*) имеем:

$$I_{щ3} = 2I_{a3} \sin \frac{\pi}{3} = I_{a3} \sqrt{3}. \qquad (27\text{-}13)$$

При многофазном токе возможно питание якоря от разомкнутой многофазной системы, причем расстояние между точками питания якоря может изменяться с помощью передвижения щеток. На рис. 27-7, *в* представлена подобная система для двигателя Шраге —

Рихтера трехфазного тока (см. ниже гл. 29), из которой видно, что под током находятся только участки якоря между соединенными друг с другом щетками, а остальные участки оказываются без тока, так как токи во внешних участках всех фаз компенсируют друг друга. Можно считать, что в этом случае ток через щетку $I_ш$ равен току на внутреннем участке I_a.

27-4. Н. с. обмотки якоря многофазной коллекторной машины

Барабанная обмотка якоря коллекторной машины переменного тока выполняется, так же как и в машинах постоянного тока, с помощью шаблонных катушек или стержней, составляющих виток. Одна сторона такого витка укладывается в верхнем слое об-

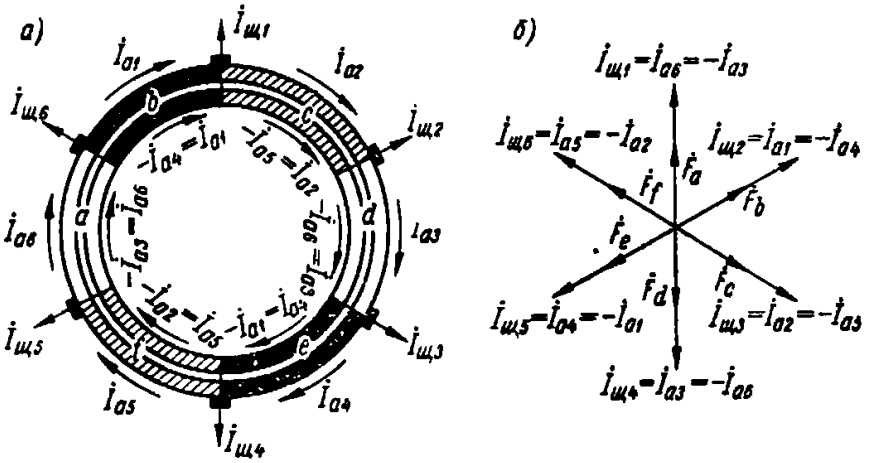


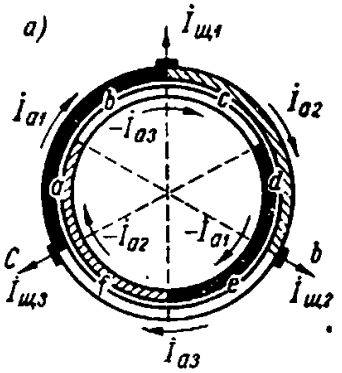
Рис. 27-8 Фазные зоны при четном числе фаз машины

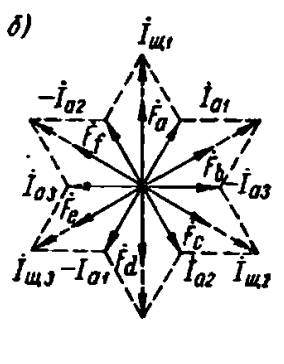
мотки, а другая — в нижнем. Обычно обмотка имеет полный шаг или весьма близкий к полному, но в некоторых специальных случаях применяется и значительно сокращенный шаг (например, машина Шербиуса, см. гл. 31).

А. Обмотка с полным шагом. Если машина имеет четное число фаз, например 6, то обтекание якоря током носит такой же характер, как и в каждом из отдельных слоев, разбивающих обмотку на число фазных зон, равное числу фаз якоря (рис. 27-8, *а*). В этом случае временные фазы токов в верхнем и нижнем слоях каждого паза сдвинуты на 180°, но так как в нижнем слое лежит обратный проводник каждой фазы, то в результате в противолежащих стержнях верхнего и нижнего слоев одного и того же паза направление токов оказывается одним и тем же. Эти токи создают н. с., совпадающие по фазе во времени; например, токи i_{a1}, $-i_{a4}$, i_{a2} и $-i_{a5}$ и т. д. имеют на рис. 27-8, *а* одинаковые направления стрелок для обоих рядов. В зонах *a*, *b*, *c*, *d*, *e* и *f* верхние и нижние слои обмотки обтекаются токами в одном и том же направлении. Таким образом, шестифазная звезда токов верхнего ряда совпадает с звездой токов нижнего ряда и образует результирующую шестифазную систему н. с. от $\dot{F}_a$ до $\dot{F}_f$, представленную на рис. 27-8, *б*.

Если машина имеет нечетное число фаз, например $m=3$, как показано на рис. 27-9, *а*, то в этом случае результирующая система токов якоря образуется удвоенным числом зон по сравнению с распределением токов в одном верхнем или нижнем слое обмотки. Токи в верхнем и нижнем слоях оказываются в этом случае сдвинутыми по фазе на 180° в отношении образованных ими н. с. Совместное воздействие на магнитную систему машины н. с. верхнего и нижнего слоев можно представить в виде некоторого результирующего тока, обтекающего в одном и том же направлении проводники верхнего и нижнего слоев.

Для наиболее распространенной трехфазной системы направление токов верхнего слоя представлено во временной диаграмме





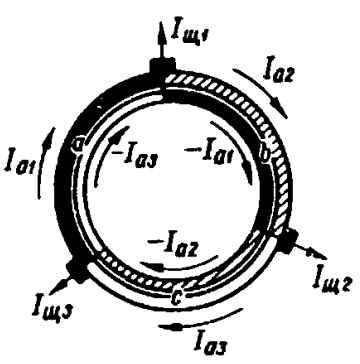


Рис. 27-9. Фазные зоны при нечетном числе фаз машины

Рис. 27-10. Фазные зоны обмотки с шагом $y=^2/_3\,\tau$

(рис. 27-9, *б*) в виде векторов $\dot{I}_{a1}$, $\dot{I}_{a2}$ и $\dot{I}_{a3}$, а нижнего слоя — в виде векторов $-\dot{I}_{a1}$, $-\dot{I}_{a2}$ и $-\dot{I}_{a3}$. В этом случае образуется шесть зон с эквивалентными токами, изображенными на рис. 27-9, *б* векторами $\dot{F}_a$, $\dot{F}_b$, ..., $\dot{F}_f$ и выражающими собой н. с. в масштабе токов, с которыми будут совпадать по фазе и токи через щетки $\dot{I}_{щ1}$, $\dot{I}_{щ2}$ и $\dot{I}_{щ3}$. Таким образом, н. с. якоря с обмоткой, имеющей диаметральный шаг, дает при нечетном числе фаз такой же результат, как и н. с. якоря, питаемого от системы с удвоенным числом фаз.

Сравнение диаграмм рис. 27-8 и 27-9 показывает, что эквивалентная н. с. якоря при шестифазной системе в отношении $2/\sqrt{3}$ больше, чем при питании трехфазным током, так как в первом случае н. с. верхнего и нижнего слоев складываются алгебраически, а во втором — геометрически. Благодаря этому при трехфазной системе распределения щеток на коллекторе ток через щетку получается в 1,15 раза больше, чем при шестифазной.

Б. Обмотки с укороченным шагом. Если обмотка имеет шаг $y=^2/_3\,\tau$, т. е. укорочение шага составляет $^1/_3\,\tau$, то картина обтекания токами обмоток якоря будет иметь вид, показанный на рис. 27-10. Мы видим, что в этом случае обмотка образует столько же эквивалентных зон, сколько фаз имеет щеточная система, и удвоения числа зон, как в предыдущем случае, уже не получается. Кривая н. с. такой системы заметно отступает от синусоиды, в результате

чего в этой кривой появляются сильно выраженные пространственные гармонические. Подобная обмотка применяется, например, в машине Шербиуса, описание которой дано ниже в гл. 31.

27-5. Коммутация в коллекторных машинах переменного тока [238]

А. Коммутация в однофазных машинах. Предположим, что ток i_a изменяется во времени синусоидально (рис. 27-11). Коммутация тока может начаться в любой момент времени, т. е. при любом мгновенном значении тока i_a. При этом коммутируемый ток в начальный момент коммутации несколько отличен по величине от тока в конечный момент коммутации, однако при нормальных скоростях вращения двигателей это обстоятельство не имеет значения, так как период коммутации $T_к$ обычно не больше 0,001 *сек*.

За период коммутации в коммутирующей секции возникают две э. д. с.: а) реактивная э. д. с. e_r и б) трансформаторная э. д. с. $e_{тр.к}$.

Реактивная э. д. с. зависит от величины изменения тока при переходе секции из одной параллельной ветви в другую. Следовательно, она достигает наибольшего значения тогда, когда $i_a=I_m$, и равна нулю при $i_a=0$ (рис. 27-11). Таким образом, реактивная э. д. с. находится в фазе с током i_a. Действующее значение реактивной э. д. с. определяется по той же формуле (см. ч. I, гл. 5), что и для машин постоянного тока, а именно:

$$F_r=2\omega_c v_a l\Lambda' A, \tag{27-14}$$

где A — действующее значение линейной нагрузки ротора.

Трансформаторная э. д. с. возникает в коммутирующей секции вследствие пульсаций потока полюсов $\Phi_в$ (рис. 27-12). Если обмотка имеет полный шаг $y=\tau$ и если поток изменяется во времени синусоидально, то

$$E_{тр.к}=\pi\sqrt{2}f\omega_c\Phi_m. \tag{27-15}$$

Здесь Φ_m — амплитуда потока, проходящего в якорь. В дальнейшем индекс «к» при $E_{тр.к}$ будем опускать.

Трансформаторная э. д. с. отстает от потока $\Phi_в$ и, следовательно, от тока $I_в$ на 90°. В двигателях последовательного возбуждения (см. рис. 28-1), в которых ток I протекает по обмоткам возбуждения и якоря, соединенным между собой последовательно, э. д. с. E_r и $E_{тр}$ направлены по отношению друг к другу под углом 90°; следовательно, они складываются геометрически и образуют в коммутирующей секции результирующую э. д. с.:

$$E_{рз}=\sqrt{E_r^2+E_{тр}^2}. \tag{27-16}$$

Под влиянием этой э. д. с. в секции возникает ток $I_к=E_{рз}/z_к$, где $z_к$ — полное сопротивление секции, в которое входит и сопротивление переходного контакта щеток. Обычно $z_к$ невелико, поэтому

ток $I_к$ может достигнуть больших значений, превысив нормальный ток секции в 10—12 раз. Это обусловливает резко неравномерное распределение плотности тока под щеткой и может привести к сильному искрению двигателя.

Для уменьшения тока $I_к$ можно:

1) увеличивать сопротивление $z_к$;

2) уменьшать э. д. с. $E_{рз}$ путем уменьшения одной или обеих ее составляющих;

3) компенсировать э. д. с. E_r и $E_{тр}$ путем введения в коммутирующую цепь добавочных э. д. с.

К числу средств первого рода относятся: а) выбор твердых щеток с большим сопротивлением переходного контакта и б) устрой-

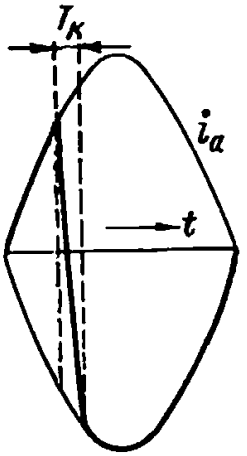


Рис. 27-11. Коммутация тока в однофазной коллекторной машине

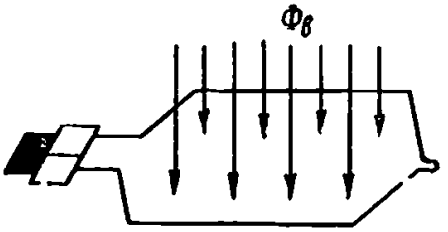


Рис. 27-12. Поток $Ф_в$ в коммутирующей секции

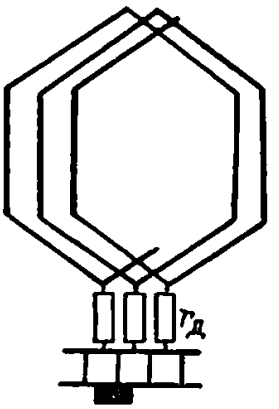


Рис. 27-13. Добавочные сопротивления $r_д$

ство специальных добавочных сопротивлений $r_д$ между каждой секцией обмотки якоря и соответствующей ей пластиной коллектора (рис. 27-13).

Если ток двигателя I задан, то при прочих равных условиях выбор твердых щеток, допускающих меньшую плотность тока, ведет к увеличению рабочей поверхности щеток; соответственно этому увеличиваются механические потери от трения щеток на коллекторе и потери в щеточном контакте.

Добавочные сопротивления обычно выполняются из материала с относительно большим удельным сопротивлением и помещаются в те же пазы, что и обмотка якоря. В них может быть допущена значительная плотность тока, так как каждое добавочное сопротивление находится под током сравнительно небольшое время, пока в секции, соответствующей данному сопротивлению, происходит коммутация тока.

Добавочные сопротивления применяются главным образом в тяговых двигателях однофазного тока. Они являются средством для улучшения условий коммутации двигателя, но осложняют его в конструктивном отношении, уменьшают к. п. д. двигателя под нагрузкой на 1—2% и увеличивают нагревание двигателя.

Кроме этого, при пуске двигателя в ход, пока двигатель неподвижен, током обтекается только одна какая-либо группа добавочных сопротивлений; поэтому, если двигатель не сразу придет во вращение, то эта группа может чрезмерно перегреться и перегореть. На этом основании от применения добавочных сопротивлений одно время отказывались, но в настоящее время они снова получают распространение в однофазных тяговых двигателях на 25 и 50 *гц*, позволяя увеличивать напряжение на коллекторе и обеспечивая при правильном их выполнении надежную работу двигателя при тяжелых и затяжных пусках поезда.

Говоря об уменьшении э. д. с. $E_{рз}$, мы должны иметь в виду прежде всего э. д. с. $E_{тр}$. Действительно, реактивная э. д. с. E_r, возникающая в коллекторных машинах переменного тока, по своей природе та же, что и в машинах постоянного тока. Она равна нулю при пуске двигателя в ход, а при его работе зависит от скорости вращения двигателя и его нагрузки [см. формулу (27-14)]. Отсюда следует, что для компенсации э. д. с. B_r в коллекторных машинах переменного тока можно применить тот же способ, что и в машинах постоянного тока, а именно установить добавочные полюсы последовательного возбуждения.

В противоположность реактивной э. д. с. трансформаторная э. д. с. $E_{тр}$ имеет место при любом режиме работы, т. е. как при неподвижном якоре ($n=0$), так и при его вращении. Но при $n=0$, например при пуске двигателя в ход, э. д. с., создаваемая добавочными полюсами, равна нулю, и, следовательно, э. д. с. $E_{тр}$ не компенсируется.

Опыт показывает, что удовлетворительная коммутация возможна лишь в том случае, если нескомпенсированная э. д. с. в коммутирующей секции не превышает 1,2—1,5 *в*.

Б. Коммутация в трехфазных машинах. В коммутирующей секции трехфазной или вообще многофазной коллекторной машины развиваются те же э. д. с. e_r и $e_{тр}$, что и в однофазной машине. Но картина явления здесь сложнее, в связи с чем и выражение для этих э. д. с. тоже получает более сложный характер.

Рассмотрим сначала э. д. с. e_r, предполагая, что мы имеем трехфазную машину, т. е. что $m=3$. Пусть, например, время $T_{вр}$, в течение которого якорь совершает один оборот, составляет $^3/_2 T$, где T — время одного периода переменного тока (рис. 27-14). Так как щетки распределены по коллектору на равном расстоянии друг от друга, то время, в течение которого секция обмотки якоря переместится от одной щетки до другой, соседней, составляет

$$\frac{T_{вр}}{3} = \frac{1}{2} T.$$

Предположим, что внутренние токи в фазах A, B, C изменяются синусоидально и что якорь вращается слева направо. Тогда за время $^1/_2 T$, в течение которого секция F переместится от щетки a до щетки b, ток в этой секции будет изменяться по жирно очерченной части синусоиды A от значения i_{aA1} до значения i_{aA2}. За время

коммутации $T_к$ секция F переходит из фазы A в фазу B, соответственно чему коммутирующий ток должен измениться от значения i_{aA2} до значения i_{aB1}.

Здесь и дальше условимся считать, что коммутация носит прямолинейный характер. В дальнейшем изменения тока в секции при переходе ее от одной щетки до другой и за время коммутации носят аналогичный характер (жирно очерченные отрезки линий на рис. 27-14). Необходимо подчеркнуть, что картина изменения тока в разных секциях имеет различный характер, поскольку одни секции вступают под щетку и начинают коммутировать раньше,

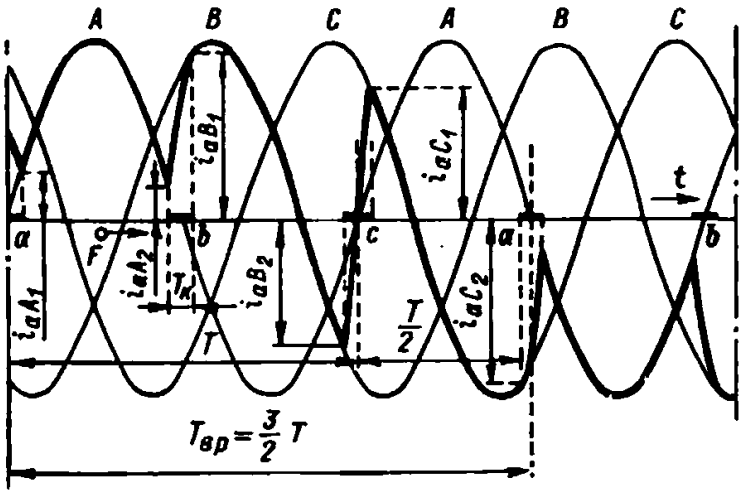


Рис. 27-14. Коммутация тока в трехфазной коллекторной машине

чем секция F, а другие — позже нее. Из рисунка видно, что изменение коммутирующего тока в данной секции равно мгновенной разности токов тех двух фаз, к которым принадлежит секция, до и после коммутации. Если считать, что время коммутации бесконечно мало ($T_к=0$), то эта разность представляет собой не что иное, как мгновенное значение линейного тока, поступающего в щетку, под которой находится коммутирующая секция.

Переходя к действующим значениям, можем сказать, что среднее за время коммутации $T_к$ действующее значение э. д. с. E_r определяется геометрической разностью действующих значений двух фазных токов или, следовательно, действующим значением тока в щетке (см. выше рис. 27-9, *а*). Если ширина щетки равна ширине коллекторного деления, то $E_r=L_c\frac{I_щ}{T_к}$ или, так как $I_щ=2I_a\sin\frac{\pi}{m}$ [см. формулу (27-12)], то

$$E_r=L_c\frac{2I_a}{T_к}\sin\frac{\pi}{m}, \qquad (27\text{-}17)$$

где L_c — индуктивность секции обмотки якоря.

Формула (27-17) отличается от соответствующей формулы (5-35) ч. I для машин постоянного тока только множителем $\sin\frac{\pi}{m}$. Поэтому в коллекторных многофазных машинах имеем:

$$E_r = 2w_c v_a l \Lambda' A \sin\frac{\pi}{m}. \qquad (27\text{-}18)$$

При расчете магнитной проводимости Λ' следует различать обмотки с нечетным и четным числом фаз. Выше на рис. 27-9, *а* была схематически показана двухслойная обмотка с полным шагом якоря трехфазной машины ($m=3$ — нечетное число). Мы видим, что в то время, когда проводники в верхнем слое паза, находящегося под щеткой *а*, коммутируют ток, проводники *b* в нижнем слое того же паза не коммутируют. Наоборот, в шестифазной машине ($m=6$ — четное число), якорь которой имеет двухслойную обмотку с полным шагом, коммутируют одновременно все проводники в пазу, находящемся под щеткой (см. рис. 27-8, *а*). Таким образом, во втором случае величина коммутируемого тока в пазу вдвое больше, чем в первом случае. Аналогично машинам постоянного тока [см. ч. I, § 5-8], имеем: в машинах с нечетным числом фаз

$$\Lambda' = \Lambda_п + \Lambda_з + \frac{l_{лб}}{l}\Lambda_{лб} \qquad (27\text{-}19)$$

и в машинах с четным числом фаз

$$\Lambda' = 2(\Lambda_п + \Lambda_з) + \frac{l_{лб}}{l}\Lambda_{лб}. \qquad (27\text{-}20)$$

Если ширина щетки больше ширины коллекторной пластины, то справедливо все, что было сказано по этому вопросу в ч. I, § 5-7.

Из формулы (27-18) следует, что э. д. с. e_r достигает своего наибольшего значения, когда линейная нагрузка A или, другими словами, ток I достигает максимума. Следовательно, вектор E_r реактивной э. д. с. совпадает по фазе с вектором тока I.

Теперь рассмотрим э. д. с. $E_{тр}$, возникающую в короткозамкнутой секции в результате пересечения ее вращающимся магнитным потоком Φ_m.

Величина $E_{тр}$ зависит от числа последовательно соединенных витков короткозамкнутой секции w_c, от величины потока Φ_m и от скорости потока относительно секции $n_1 \mp n$. Знак «минус» соответствует случаю, когда поток вращается согласно вращению якоря и когда, следовательно, их относительная скорость уменьшается, а «плюс» — случаю, когда поток и якорь вращаются в противоположные стороны и их относительная скорость увеличивается.

Следовательно,

$$E_{тр} = \pi\sqrt{2}\,\frac{p(n_1 \mp n)}{60} w_c \Phi_m = \pi\sqrt{2}\,(f \mp f_{вр}) w_c \Phi_m. \qquad (27\text{-}21)$$

По общему правилу вектор $E_{тр}$ трансформаторной э. д. с. отстает от вектора потока на 90°.

Так как в общем случае э. д. с. E_r и $E_{тр}$ не совпадают по фазе, то результирующая э. д. с. в короткозамкнутой секции представляет собой геометрическую сумму э. д. с. E_r и $E_{тр}$. Так же как и в однофазных машинах, удовлетворительная коммутация трехфазных коллекторных машин возможна лишь в том случае, если нескомпенсированная э. д. с. в коммутирующей секции $E_{рз} \leqslant 1{,}2 \div 1{,}5$ *в*. Равным образом и средства улучшения коммутации здесь те же, что были указаны выше в § 27-5, п. А. Специальные особенности коммутации некоторых типов машин рассматриваются особо.

Глава двадцать восьмая

ОДНОФАЗНЫЕ КОЛЛЕКТОРНЫЕ ДВИГАТЕЛИ

28-1. Принцип действия и вращающий момент однофазного двигателя последовательного возбуждения

Принципиальная схема однофазного двигателя последовательного возбуждения приведена на рис. 28-1. Здесь *Я* — якорь, представляющий собой нормальный якорь машины постоянного тока; *В* — обмотка возбуждения, соединенная последовательно с якорем; *ДП* — добавочные полюсы, служащие, так же как и в машинах постоянного тока, для улучшения коммутации тока; *К* — компенсационная обмотка, служащая для улучшения cos φ двигателя путем компенсации реакции якоря. Вся магнитная система двигателя выполняется из листовой стали в целях уменьшения потерь на вихревые токи. Щетки устанавливаются по линии геометрической нейтрали.

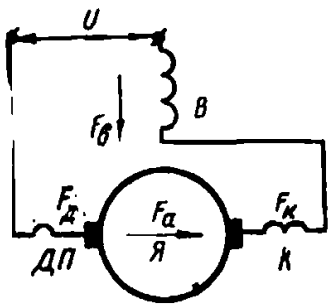


Рис. 28-1. Принципиальная схема однофазного двигателя последовательного возбуждения

Так как обмотка возбуждения соединена последовательно с якорем, то ток в якоре i_a и н. с. $F_в$, создаваемая полюсами, совпадают по фазе. Но поток $\Phi_в$, создаваемый н. с. $F_в$ и проходящий в якорь, отстает от тока на угол γ (рис. 28-2, *б*) под действием потерь в стали и в особенности токов в короткозамкнутых секциях обмотки якоря, электромагнитно связанных с обмоткой возбуждения двигателя (см. § 28-2 и рис. 28-3). Будем считать, что ток i_a и поток $\Phi_в$ изменяются во времени синусоидально, т. е. $i_a = I_{am} \sin \omega t$ и $\Phi_в = \Phi_m \sin(\omega t - \gamma)$. Так как однофазный двигатель представляет собой по существу двигатель постоянного тока, питаемый переменным током, то мгновенное значение вращающего момента на валу его якоря может быть выражено формулой (10-6) в ч. I для электромагнитного момента двигателя постоянного тока, а именно:

$$M_t = \frac{N_{1a}}{\pi} i_a p \Phi_в = \frac{N I_{am}}{\pi} p \Phi_m \sin \omega t \sin(\omega t - \gamma). \qquad (28\text{-}1)$$

Если принять угол γ равным нулю, то

$$M_t = \frac{N I_{am}}{\pi} p \Phi_m \sin^2 \omega t. \qquad (28\text{-}2)$$

В этом случае момент однофазного двигателя последовательного возбуждения остается положительным за все время периода T, изменяясь синусоидально за полупериод от нуля до наибольшего значения

$$M_m = \frac{N I_{am}}{\pi} p\Phi_m \quad \text{(рис. 28-2, } a\text{)}.$$

При наличии угла γ момент двигателя имеет вид, изображенный на рис. 28-2, *б*, т. е. он остается положительным на отрезке времени, соответствующем

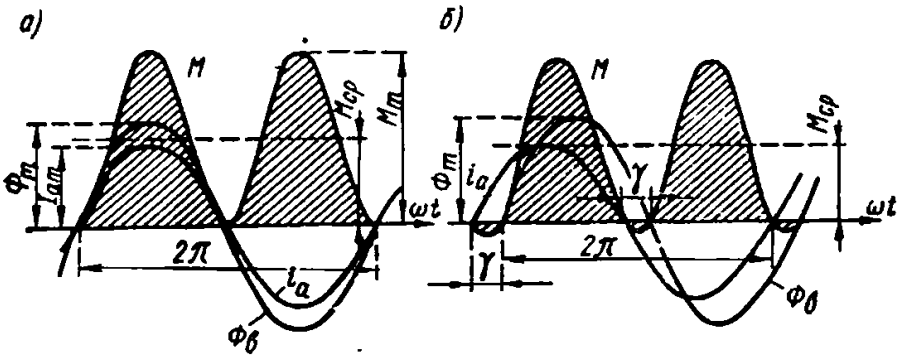


Рис. 28-2. Вращающий момент однофазных коллекторных двигателей: *а* — ток якоря совпадает по фазе с потоком; *б* — ток якоря не совпадает по фазе с потоком

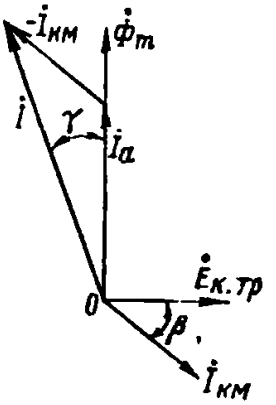


Рис. 28-3. Действие коммутирующего тока

углу $\pi-\gamma$, и имеет отрицательные значения соответственно углу γ. Среднее значение вращающего момента на валу двигателя равно:

$$M_{ср} = \frac{1}{\pi}\int_0^{\pi} M_t\, dt = \frac{1}{\pi}\int_{\gamma}^{\pi} \frac{N I_{am}}{\pi} p\Phi_m \sin\omega t \times$$

$$\times \sin(\omega t - \gamma)\, dt = \frac{N I_{am}}{2\pi} p\Phi_m \cos\gamma = \frac{N I_a}{\pi} p \frac{\Phi_m}{\sqrt{2}} \cos\gamma. \qquad (28\text{-}3)$$

Здесь I_a — действующее значение тока в одной параллельной ветви обмотки якоря двигателя; Φ_m — амплитуда основного магнитного потока.

28-2. Векторная диаграмма однофазного двигателя последовательного возбуждения

При протекании тока I в двигателе существуют н. с. возбуждения $F_в$, якоря F_a, компенсационной обмотки $F_к$, добавочных полюсов $F_д$ и н. с. $F_{км}$, создаваемая токами в коммутирующих секциях.

Н. с. обмотки возбуждения $F_в$ создает полный поток полюсов Φ_m; часть этого потока пронизывает обмотку якоря и составляет основной поток двигателя, а другая часть, сцепленная только с обмоткой возбуждения, составляет поток рассеяния этой обмотки $\Phi_{в\sigma}$.

Н. с. F_a и $F_к$ направлены встречно. Обычно $F_a = F_к$, следовательно, эти н. с. создают только потоки рассеяния $\Phi_{a\sigma}$ и $\Phi_{к\sigma}$, каждый из которых сцеплен только с соответствующей обмоткой.

Н. с. $F_д$ создает поток $\Phi_д$; действие этого потока то же, что и в машинах постоянного тока (см. ч. I, § 6-4).

Действие н. с. $F_{км}$ показано на рис. 28-3 в предположении, что главное значение имеет трансформаторная э. д. с. $\dot{E}_{к\,тр}$, отстающая по фазе от основного потока возбуждения Φ_m на 90°. Ток $\dot{I}_{км}$, создаваемый э. д. с. $\dot{E}_{тр}$ в коммути-

рующих секциях, отстает от нее на угол β, определяемый параметрами этих секций. Таким образом, по оси полюсов мы имеем трансформатор, первичной обмоткой которого является обмотка возбуждения, а вторичной — коммутирующие секции. Построив диаграмму токов обычным для трансформаторов образом, находим, что ток $\dot{I}$ опережает поток Φ_m на угол γ.

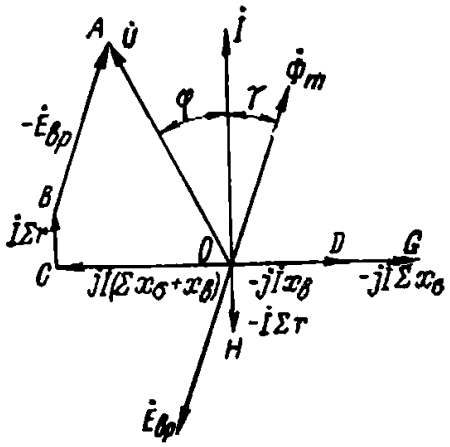


Рис. 28-4. Векторная диаграмма однофазного двигателя последовательного возбуждения

В соответствии со сказанным на рис. 28-4 построена векторная диаграмма двигателя последовательного возбуждения. Предположим, что двигатель вращается со скоростью n и что щетки поставлены по линии геометрической нейтрали. В этом случае трансформаторная э. д. с. на щетках, создаваемая основным потоком возбуждения Φ_m, равна нулю (рис. 28-1); создаваемая тем же потоком э. д. с. $\dot{E}_{вр}$ находится в противофазе с потоком Φ_m, так как при работе машины в режиме двигателя э. д. с. $\dot{E}_{вр}$ противодействует протеканию тока $\dot{I}$. Кроме того, в двигателе существуют: а) э. д. с. $\overline{OD} = -jIx_в$, где $x_в$ — индуктивное сопротивление обмотки возбуждения, соответствующее полному потоку возбуждения $\Phi_в$; б) э. д. с. $\overline{DG} = -jI\Sigma x_\sigma$, где Σx_σ — индуктивное сопротивление, соответствующее потокам рассеяния якоря, компенсационной обмотки и потоку добавочных полюсов; в) э. д. с. $\overline{OH} = -I\Sigma_r$, где Σ_r — сумма всех активных сопротивлений двигателя, включая сюда и сопротивление контакта щеток. Тогда уравнение э. д. с. двигателя напишется в виде:

$$\dot{U} = jI\left(\sum x_\sigma + x_в\right) + I\sum r + \left(-\dot{E}_{вр}\right) = \overline{OC} + \overline{CB} + \overline{BA} = \overline{OA}.$$

Здесь $\overline{OC}$, $\overline{CB}$ и $\overline{BA}$ — составляющие подводимого к двигателю напряжения $\overline{OA}$, каждая из которых находится в равновесии с соответствующей э. д. с. Сдвиг по фазе между напряжением $\dot{U}$ и током $\dot{I}$ определяется углом φ. Средства улучшения cos φ и численные значения его см. в § 28-4.

28-3. Способы улучшения коммутации однофазных двигателей последовательного возбуждения

Из предыдущего (см. § 27-5) следует, что коммутация в однофазных двигателях последовательного возбуждения осложнена по сравнению с коммутацией двигателей последовательного возбуждения постоянного тока тем, что, кроме реактивной э. д. с. E_r, в коммутирующей секции двигателя переменного тока возникает еще трансформаторная э. д. с. $E_{тр}$.

Для нормальной работы однофазных двигателей последовательного возбуждения необходима возможно более полная компенсация обеих э. д. с.

А. **Компенсация реактивной э. д. с. E_r.** Как мы уже говорили выше (см. § 27-5), э. д. с. $\dot{E}_r$ совпадает по фазе с током $\dot{I}$ и изменяется прямо пропорционально скорости вращения якоря. Чтобы скомпенсировать эту э. д. с., нужно создать поток, $\Phi_{кг}$, совпадающий по фазе с током $\dot{I}$ (рис. 28-5). Это можно осуществить с помощью добавочных полюсов последовательного возбуждения, полярность которых устанавливается так же, как в машинах постоянного тока (см. ч. I, § 6-4). При вращении якоря в поле этих полюсов в коммутирующей секции создается э. д. с. $\dot{E}_{кг}$, направленная встречно относительно э. д. с. $\dot{E}_r$. Если поток $\Phi_{кг}$ изменяется во времени синусоидально, то имеем:

$$E_{кг} = 2\pi c v_a l \frac{B_{кг}}{\sqrt{2}}, \qquad (28\text{-}4)$$

где $B_{кг}$ — наибольшее значение индукции в зазоре под добавочным полюсом.

Полная компенсация получается при условии, что $E_{кг}=E_r$. Подставив в это равенство соответствующие значения э. д. с. $E_{кг}$ и E_r [см. формулы (28-1) и (27-14)] и произведя сокращения, получаем:

$$B_к = \sqrt{2}\,\Lambda' A . \qquad (28\text{-}5)$$

Отсюда видно, что при соблюдении равенства (28-5) добавочные полюсы последовательного возбуждения создают коммутирующее поле, которое позволяет скомпенсировать э. д. с E_r при всех скоростях и величинах нагрузочного тока.

Б. Компенсация трансформаторной э. д. с. $E_{тр}$. Мы уже говорили (см § 27-5), что э. д. с. $E_{тр}$ не зависит от скорости вращения якоря и отстает от тока I на 90°, т. е. находится в квадратуре с э. д. с. E_r (рис. 28-5). При вращении двигателя трансформаторная э. д. с. может быть скомпенсирована с помощью добавочных полюсов, так же как и реактивная э. д. с. Для этого нужно создать поток $\Phi_{к.тр}$ в квадратуре с потоком $\Phi_к$, и соответственно с током I. При надлежащей полярности добавочных полюсов э. д. с. $E_{к\,тр}$, создаваемая в коммутирующей секции потоком $\Phi_{к.тр}$ при вращении якоря, будет направлена встречно относительно э. д. с. $E_{тр}$.

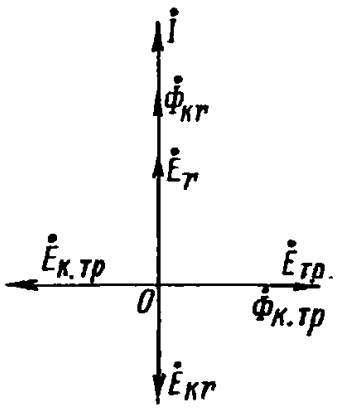


Рис. 28-5. Компенсация э. д. с. E_r и $E_{тр}$

Аналогично формуле (28-4) имеем:

$$E_{к.\,тр} = 2\omega_c v_a l \frac{B_{к.\,тр}}{\sqrt{2}} . \qquad (28\text{-}6)$$

Сопоставляя эту формулу с формулой (27-15) для э. д. с. $E_{тр}$, получаем:

$$B_{к\ тр} = \frac{\pi/\Phi_в}{l v_a} . \qquad (28\text{-}7)$$

Соотношения между э. д. с. $E_{тр}$ и $E_{к.\,тр}$ для различных режимов работы двигателя показаны на рис. 28-6, *а*, *б*, *в*. Добавочные полюсы предполагаются ненасыщенными, т. е. можно считать, что поток добавочного полюса изме-

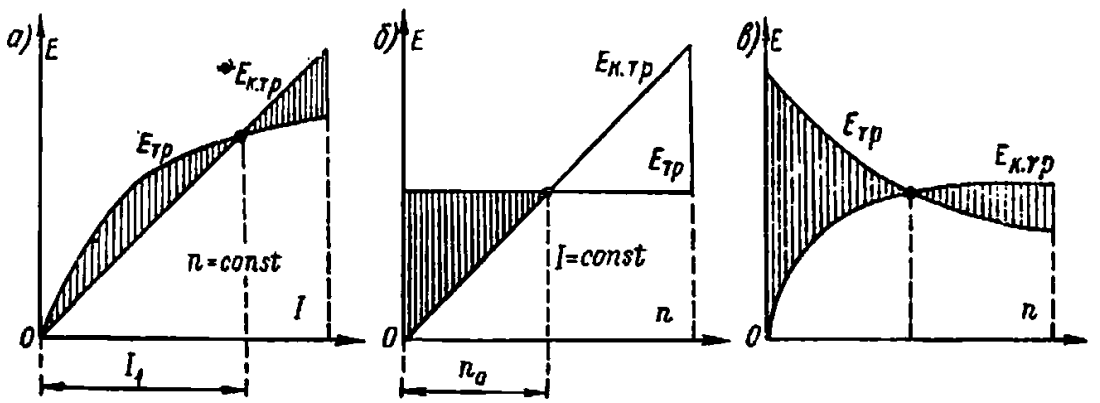


Рис. 28-6. Кривые $E_{тр}$ и $E_{к.\,тр}$ при различных режимах работы двигателя

няется пропорционально току $I_д$. На рис. 28-6, *а* изображены кривые $E_{тр}$ и $E_{к\ тр}$ в зависимости от тока I при постоянной скорости вращения n. Соответственно формуле (27-15) $E_{тр}=C\Phi_m$, т. е. кривая $E_{тр}$ имеет характер кривой намагничивания, тогда как $E_{к.\,тр}=CB_{к.\,тр}\sim I$.

На рис. 28-6, *б* показаны те же кривые в зависимости от скорости вращения n при $I=$const. В общем случае работы двигателя при различных скоростях и соответствующих им токах нагрузки кривые $E_{тр}$ и $E_{к\ тр}$ имеют вид показанный на рис. 28-6, *в*; при $n=0$ э. д. с. $E_{к.\,тр}=0$, тогда как $E_{тр}$ может достигнуть

значительной величины соответственно увеличению тока I и потока Φ_m при пуске двигателя в ход; при переходе к малым нагрузкам можно считать, что поток $\Phi_{к\ тр}$ пропорционален току I, а скорость вращения якоря обратно пропорциональна току I; соответственно этому $E_{к.\ тр}=C n \Phi_{к.\ тр} \approx \text{const}$, а $E_{тр}$ уменьшается пропорционально уменьшению тока I.

Из приведенных диаграмм видно, что полная компенсация э. д. с. $E_{тр}$ и $E_{к\ тр}$ возможна только в одной точке, по мере удаления от которой возрастает небаланс э. д. с. и, следовательно, опасность расстройства коммутации.

Для создания потока $\Phi_{к.\ тр}$ можно уложить на статоре особую обмотку, приключенную параллельно к зажимам двигателя (к сети). Однако более распространенным способом является шунтирование обмотки добавочного полюса последовательного возбуждения *ДП* активным сопротивлением (рис. 28-7). Соответствующая этому случаю векторная диаграмма показана на рис. 28-8, *а*.

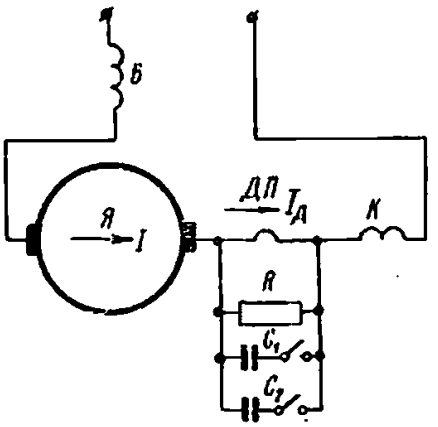


Рис 28-7. Компенсация э. д. с. $E_{тр}$

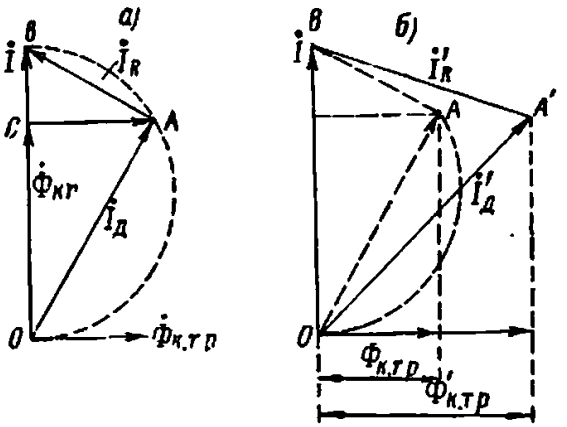


Рис. 28-8. Векторные диаграммы при шунтировании добавочных полюсов: *а* — активным сопротивлением; *б* — активным сопротивлением и емкостью

Будем считать, что обмотка добавочных полюсов имеет только индуктивное сопротивление; в этом случае ток $\dot{I}_R=\overline{AB}$ в сопротивлении R и ток $\dot{I}_д=\overline{OA}$ в обмотке *ДП* находятся в квадратуре, причем $\dot{I}_R+\dot{I}_д=\dot{I}=\overline{OB}$, где $\dot{I}$ — ток в якоре двигателя. Ток $\dot{I}_д$ создает коммутирующий поток $\Phi_{км}$, имеющий две составляющие: одну $\dot{\Phi}_{кг}=\overline{OC}$ в направлении тока $\dot{I}$, а другую — $\dot{\Phi}_{к.\ тр}=\overline{CA}$, отстающую от тока на 90°. При правильной полярности добавочных полюсов потоки $\Phi_{кг}$ и $\Phi_{к\ тр}$ создают э. д. с. $\dot{E}_{кг}$ и $\dot{E}_{к.\ тр}$, уравновешивающие э. д. с. $\dot{E}_г$ и $\dot{E}_{тр}$ (см. рис. 28-5).

Из рис. 28-6 мы видели, что при заданном режиме работы полная компенсация э. д. с. $E_{тр}$ возможна только в одной точке. Чтобы расширить пределы компенсации, параллельно к обмотке добавочных полюсов тяговых двигателей приключают, кроме активного сопротивления R, емкости C_1 и C_2 (рис. 28-7). В этом случае обмотка добавочных полюсов и система емкостей образуют своего рода резонансный контур. При заданном токе в неразветвленной части цепи ток в обмотке *ДП* увеличится от значения $I_д$ до значения $I'_д$ (рис. 28-8, *б*); соответственно увеличится напряжение на зажимах обмотки *ДП* и ток в сопротивлении I_R до значения I'_R. Точка A переместится в точку A', и поток $\Phi_{к.\ тр}$ увеличится до значения $\Phi'_{к.\ тр}$. Подбирая надлежащим образом систему емкостей, можно расширить зону компенсации э. д. с. $E_{тр}$ и этим улучшить условия коммутации тока двигателя.

Наряду с емкостями могут быть применены регулируемые индуктивные сопротивления, причем систему шунтирующих сопротивлений можно приключить к обмотке *ДП* через трансформатор.

Из сказанного выше следует, что в отношении компенсации э. д. с. $E_{тр}$ однофазный коллекторный двигатель находится в особо тяжелых условиях при

пуске в ход. В этом случае э. д. с. $E_{тр}$ возрастает вследствие увеличения пускового тока и соответственно потока возбуждения $\Phi_в$, тогда как в момент пуска ($n=0$) компенсирующая э. д. с. $E_{к.тр}=0$. Опыт показывает, что при пуске в ход э. д. с. $E_{тр}$ не должна превышать 3,5—3,75 *в*, если не приняты специальные меры к ограничению добавочного тока короткого замыкания, возникающего в коммутирующей секции под действием э. д. с. $E_{тр}$. С другой стороны, снижение $E_{тр}$ приводит к увеличению габаритов двигателя, это особенно нежелательно для двигателей большой мощности, например двигателей на электровозах магистральных железных дорог (мощности порядка 400—800 *квт*).

В связи с проблемой электрификации железных дорог на однофазном токе промышленной частоты возникла настоятельная необходимость увеличить допускаемые пределы э. д. с. $E_{тр}$. С этой целью в тяговых двигателях промышленной частоты применяются добавочные сопротивления между обмоткой якоря и коллектором (см. рис. 27-13), которые при этой частоте оказываются весьма полезными. С этой же целью во французских конструкциях тяговых двигателей промышленной частоты была применена сложная петлевая обмотка с уравнительными соединениями второго рода (см. рис. 3-47, 3-62 ч. 1). В этом случае между двумя пластинами коллектора действует только половина э. д. с. $E_{тр}$, наводимой основным потоком в витке обмотки якоря, соответственно чему может быть допущена бо́льшая э. д. с. $E_{тр}$ на виток. В двигателях большой мощности предложенная конструкция имеет существенное значение.

28-4. Характеристики однофазного двигателя последовательного возбуждения

Скоростная характеристика $n=f(M)$ при $U=\text{const}$ и $f=\text{const}$ однофазного двигателя последовательного возбуждения имеет тот же характер, что и двигателя последовательного возбуждения постоянного тока. При изменении напря-

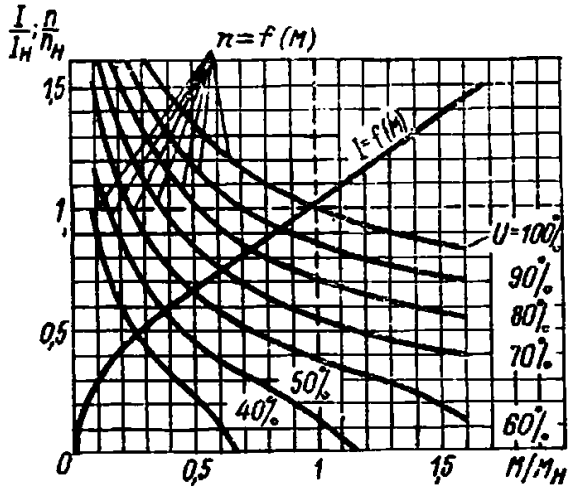


Рис. 28-9. Кривые $I=f(M)$ и $n=f(M)$ при разных значениях напряжения

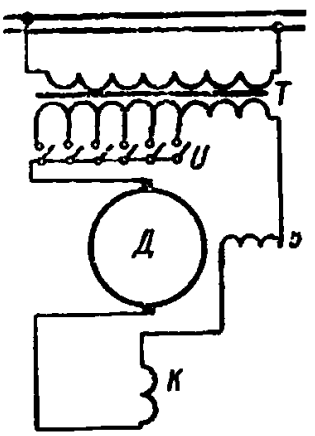


Рис. 28-10. Схема кранового однофазного коллекторного двигателя

жения эта зависимость не меняет своего характера, но кривая $n=f(M)$ ложится ниже, если напряжение U уменьшено, и выше, если оно увеличено.

На рис. 28-9 представлены кривые $n=f(M)$ и $I=f(M)$ при различных напряжениях на зажимах кранового двигателя мощностью 36,5 *квт*, 1000 *об/мин*. Из этих кривых видно, что для пуска в ход при номинальном моменте двигатель требует 47% от номинального напряжения, а для пуска при $M_п=1{,}8M_н$ он требует 60% от $U_н$. Для регулирования напряжения двигатель включен в сеть через трансформатор с секционированной вторичной обмоткой (рис. 28-10). При таком способе регулирования нет надобности иметь регулирующие сопротивления в главной цепи, и это составляет характерное отличие однофазных

коллекторных двигателей от двигателей постоянного тока. Регулирование с помощью трансформатора совершается почти без потерь, поэтому эксплуатационный к. п. д. двигателя повышается.

Показанная на рис. 28-9 кривая $I=f(M)$ носит тот же характер, что и соответствующая кривая двигателя последовательного возбуждения постоянного тока. При небольших нагрузках и, следовательно, при малых насыщениях момент, развиваемый однофазным двигателем последовательного возбуждения, пропорционален квадрату тока, и кривая $I=f(M)$ в начальной своей части имеет квадратичный характер, при увеличении же насыщения эта кривая приобретает все более прямолинейный характер.

Для того же кранового двигателя на рис. 28-11 показаны кривые $\cos\varphi=f(M)$ и $\eta=f(M)$ при различных напряжениях на зажимах двигателя. Мы видим, что при понижении напряжения и заданном моменте на валу коэффициент мощности двигателя и его к. п. д. понижаются.

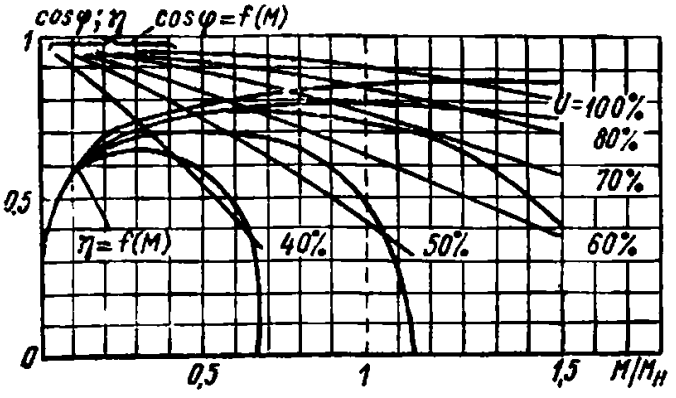


Рис 28-11 Кривые $\cos\varphi$ и $\eta=f(M)$ при разных значениях напряжения

Для повышения $\cos\varphi$ необходимо иметь возможно меньшее падение напряжения в индуктивном сопротивлении главной цепи двигателя (составляющая $\overline{OC}$ на рис. 28-4). Для этого проектируют двигатели с возможно меньшим зазором, так чтобы число витков обмотки возбуждения было возможно меньше. Обычно в двигателях до 100 *квт* $\delta=1{,}5\div2{,}5$ *мм*, в двигателях большей мощности $\delta=2\div4$ *мм* (имеется в виду зазор под основными полюсами). Вторым средством улучшения $\cos\varphi$ является компенсация реакции якоря с помощью компенсационной обмотки. Однако в последнее время стали строить однофазные коллекторные двигатели и без компенсационной обмотки. Несколько худший $\cos\varphi$ таких двигателей окупается рядом имеющихся у них преимуществ: меньшей затратой меди, большей конструктивной простотой, лучшими условиями проведения магнитного потока через зазор под основным полюсом и меньшей индуктивностью рассеяния.

К. п. д. однофазного двигателя последовательного возбуждения меньше, чем такого же по мощности двигателя последовательного возбуждения постоянного тока. Это объясняется несколько большими потерями в стали однофазного двигателя и относительно повышенными добавочными потерями главным образом коммутационного характера вследствие более тяжелых условий коммутации тока.

Коэффициент мощности и к. п. д. однофазных тяговых коллекторных двигателей зависят от частоты, при которой нормально работает двигатель. Выше мы уже говорили, что для улучшения условий коммутации добавочные полюсы шунтируются активным сопротивлением (см. рис. 28-7). Расчет показывает, что при частоте $16^2/_3$ *гц* (эта частота широко применяется в ГДР и ФРГ, Швейцарии и Швеции) потери в шунтирующем сопротивлении обычно не превышают 1%; при частоте 25 *гц* (применяется в США) эти потери достигают 2—2,5%, а при частоте 50 *гц* (применяется во Франции) они повышаются до 5—7%. Поэтому двигатели на $16^2/_3$ *гц* имеют в номинальном режиме работы $\cos\varphi=0{,}96\div0{,}97$ и к. п. д. порядка 90%, тогда как двигатели такого же типа, работающие при 50 *гц*, имеют $\cos\varphi=0{,}86\div0{,}89$ и к. п. д. порядка 85—89%.

28-5. Применение однофазных коллекторных двигателей

Основная область применения однофазных коллекторных двигателей — электрифицированные железные дороги однофазного тока.

Проблема электрификации железных дорог на переменном токе была поставлена в начале текущего столетия.

Первые железные дороги однофазного тока с использованием однофазных коллекторных двигателей были построены почти одновременно в Германии и США. Чтобы облегчить работу двигателя, было предложено питать железнодорожные линии током пониженной частоты (по сравнению с промышленной частотой). В Европе, главным образом в Германии, получила развитие система однофазного тока частотой $16^2/_3$ *гц*, в США — 25 *гц*.

При питании током пониженной частоты требовались преобразовательные установки или постройка специальных электростанций. Поэтому еще в 20-х годах текущего столетия возник вопрос о переходе на питание железнодорожных линий от сетей промышленной частоты.

Решение задачи допускает ряд вариантов, прежде всего преобразование однофазного переменного тока питающей сети в систему постоянного тока в электровозе посредством как вращающихся преобразователей, так и статических ионитронных или твердых выпрямителей, причем электровозы с последними типами выпрямителей ввиду их большой экономичности и хороших пусковых данных получили особо большое распространение как за границей, так и в СССР. Другими вариантами являются преобразование однофазного тока в систему трех- или двухфазного тока и, наконец, непосредственное использование однофазного тока с помощью однофазных коллекторных двигателей промышленной частоты.

Создание необходимого в последнем варианте коллекторного двигателя представило значительные трудности и потребовало большой работы ряда французских, швейцарских и немецких конструкторов. В результате выполненной работы был создан двигатель, имеющий ряд характерных особенностей: двигатель спроектирован как с компенсационной обмоткой, так и без компенсационной обмотки, добавочные полюсы шунтированы активным сопротивлением и емкостью, между обмоткой якоря и коллектором включены добавочные сопротивления, усилена вентиляция двигателя.

Такие двигатели были установлены на электровозах, работающих на электрифицированных в начале 60-х годов текущего столетия железнодорожных линиях северного и северо-восточного районов Франции.

Одним из препятствий к развитию системы однофазных последовательных коллекторных двигателей промышленной частоты являлись тяжелые условия затяжных пусков, требуемых в магистральных товарных электровозах. Однако для пассажирских электровозов и мотор-вагонов однофазные коллекторные двигатели промышленной частоты дают вполне удовлетворительные результаты.

28-6. Репульсионный двигатель с двумя обмотками на статоре

Принципиальная схема репульсионного двигателя с двумя обмотками на статоре изображена на рис. 28-12. Эта схема получается путем видоизменения схемы двигателя последовательного возбуждения с электрически разобщенной компенсационной обмоткой, играющей роль вторичного контура трансформатора по отношению к обмотке якоря. По существо дела не изменится, если вторичным контуром будет служить обмотка *Я*, а компенсационная обмотка *К* будет приключена к сети последовательно с возбуждающей обмоткой *В*, как это показано на рис. 28-12. Благодаря этому якорь репульсионного двигателя можно выполнить на пониженное напряжение без применения понижающего трансформатора.

Для выяснения свойств репульсионного двигателя построим векторную диаграмму э. д. с. при вращении его якоря. Отложим на оси ординат вектор тока $\dot{I}_1$, протекающего по первичной системе обмоток (рис. 28-13). В фазе с током $\dot{I}_1$ находится поток $\Phi_{в0}$, создаваемый обмоткой возбуждения *В*. Вследствие трансформаторной связи между обмотками *Я* и *К* в якоре возникает ток $\dot{I}'_2$. Н. с. $\dot{F}_1$ и $\dot{F}_2$, создаваемые токами $\dot{I}_1$ и $\dot{I}'_2$, складываются геометрически и образуют результирующую н. с. $\dot{F}_m = \dot{F}_1 + \dot{F}_2$, которая создает поток Φ_{at}, направленный в пространстве по линии щеток *a*—*b* и отстающий во времени от вектора тока $\dot{I}_1$ на угол β.

Рассмотрим сначала э. д. с. во вторичном контуре двигателя, т. е. в обмотке якоря.

Поток Φ_{ab} создает на щетках a—b пульсационную э. д. с $\dot{F}'_{an}=\overline{OA}$, отстающую от него на 90°. При вращении якоря в потоке $\Phi_{в0}$ на щетках a—b появляется э. д. с. вращения $\dot{E}'_{авр}=\overline{OB}$, совпадающая с потоком $\Phi_{в0}$ по фазе, поскольку она стремится препятствовать протеканию тока $\dot{I}'_2$. Кроме того, существуют еще э. д. с. рассеяния обмотки якоря $-j\dot{I}'_2x'_{a\sigma}$ и э. д. с. активного сопротивления $-\dot{I}'_2r'_a$. Так как обмотка якоря замкнута на себя, то

$$\dot{E}'_{авр}+\dot{E}'_{an}-j\dot{I}'_2x'_{a\sigma}-\dot{I}'_2r'_a=\overline{OB}+\overline{BC}+\overline{CD}+\overline{DO}=0.$$

Теперь рассмотрим э. д. с. в первичной цепи. Вследствие пульсации потоков $\Phi_в$ и Φ_{ab} в обмотках B и K возникают э. д. с. пульсации $E_в$ и $E_к$, отстающие от соответствующих потоков на 90°. Составляющие напряжения $-E_в$ и $-E_к$ опережают потоки $\Phi_в$ и Φ_{ab} на 90°. Сложив их геометрически с падениями напряжения $I_1(r_в+r_к)$ и $jI_1(x_{в\sigma}+\overline{+x_к}$) в обмотках B и K, получим напряжение на зажимах двигателя $\dot{U}_1$, опережающее по фазе ток $\dot{I}_1$ на угол φ.

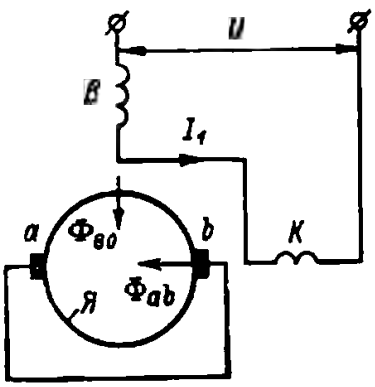


Рис. 28-12 Репульсионный двигатель с двумя обмотками на статоре

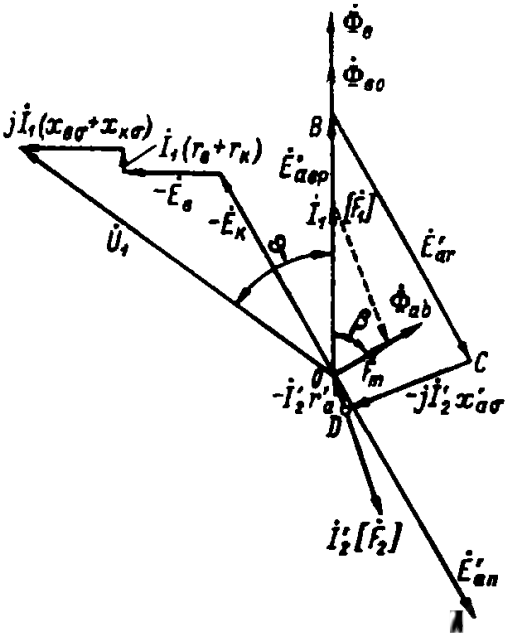


Рис. 28-13. Векторная диаграмма репульсионного двигателя с двумя обмотками на статоре

Из диаграммы следует, что репульсионный двигатель с двумя обмотками на статоре работает всегда с отстающим cos φ.

Из той же диаграммы вытекает весьма интересное свойство репульсионного двигателя

Действительно, потоки $\Phi_{в0}$ и Φ_{ab} сдвинуты в пространстве точно на 90° (рис. 28-12), а во времени практически на 90° (рис. 28-13), но в общем случае они не равны друг другу по величине. Таким образом, *репульсионный двигатель представляет собой систему с вращающимся эллиптическим полем.* Но при синхронной скорости якоря это поле переходит в круговое. В самом деле, если пренебречь сопротивлением цепи якоря Z_a, то по абсолютной величине $E_{авр}=E_{an}$ [см уравнение (27-1)], т. е.

$$\pi\sqrt{2}f_{вр}\omega_a k_{об\,в}\Phi_{в0}=\pi\sqrt{2}f\omega_a k_{об\,a}\Phi_{ab},$$

откуда

$$\Phi_{ab}=\Phi_{в0}\frac{вр}{}. \qquad (28\text{-}8)$$

Здесь $f_{вр}=pn$ — частота вращения, а f — частота питающей сети. При $f_{вр}=f$, т. е. когда *двигатель вращается с синхронной скоростью*, $\Phi_{ab}=\Phi_{в0}$ *и эллиптическое поле переходит в круговое.*

Момент репульсионного двигателя выражается обычной формулой:

$$M = c_M I_2 \Phi_{в0} \cos(\widehat{I_2 \Phi_{в0}}), \tag{28-9}$$

или так как

$$\cos(\widehat{I_2 \Phi_{в0}}) \approx 1,$$

то

$$M = c_M I_2 \Phi_{в0}. \tag{28-10}$$

При пуске в ход коммутационный процесс в короткозамкнутых витках обмотки якоря репульсионного двигателя протекает совершенно так же, как и в двигателе последовательного возбуждения. Однако условия коммутации *при вращении репульсионного двигателя без дополнительных полюсов лучше, чем в двигателе последовательного возбуждения, благодаря образованию эллиптического поля.* В частном случае, при $f=f_{вр}$, трансформаторная э. д. с. в короткозамкнутом витке равна нулю и коммутационный процесс определяется только реактивной э. д. с. E_r. Наивыгоднейшая скорость вращения репульсионного двигателя примерно на 20% ниже синхронной. Эта зависимость наивыгоднейших условий работы репульсионного двигателя от синхронной скорости вращения составляет его характерную особенность, отличающую его от двигателя последовательного возбуждения.

28-7. Репульсионный двигатель с одной обмоткой на статоре и одним комплектом щеток [двигатель Томсона] [245]

Этот двигатель имеет на статоре одну обмотку C, а на якоре $Я$ — подвижную систему щеток a—b, ось которых может занимать по отношению к оси обмотки статора положение под любым углом α. Предположим, что $\alpha=90°$, т. е.

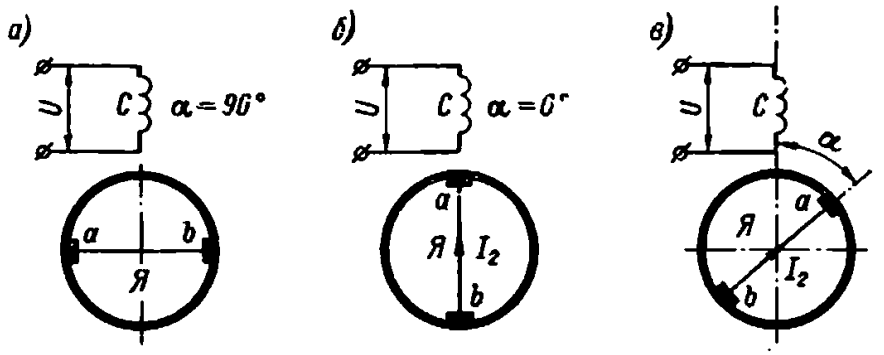


Рис. 28-14. Репульсионный двигатель Томсона: *а* — положение щеток при холостом ходе; *б* — то же при коротком замыкании; *в* — промежуточное положение щеток

ось щеток a—b, а стало быть, и ось обмотки перпендикулярны к оси обмотки статора (рис. 28-14, *а*). В этом случае в каждой ветви обмотки якоря сумма э. д. с. равна нулю (см. рис. 27-1, *б*), соответственно чему ток в якоре и развиваемый двигателем момент тоже равны нулю. Двигатель можно рассматривать как трансформатор с разомкнутым вторичным контуром.

Положение щеток, соответствующее углу $\alpha=90°$, называется положением холостого хода.

Если $\alpha=0$, то оси обмоток C и $Я$ совпадают (рис. 28-14, *б*). В якоре возникает ток I_2, который создает н. с F_2, направленную встречно относительно н. с. F_c, создаваемой обмоткой C. Двигатель опять-таки не может развить момента (так же как и двигатель постоянного тока, если ось щеток совпадает с осью

обмотки возбуждения) и может быть рассматриваем как трансформатор в режиме короткого замыкания. Поэтому такое положение щеток называется положением короткого замыкания.

При промежуточных значениях угла α (рис. 28-14, *в*) репульсионный двигатель Томсона может быть приведен к репульсионному двигателю с двумя обмотками на статоре, если разложить обмотку статора C на две обмотки: одну, ось которой совпадает с линией щеток a—b, и другую, ось которой перпендикулярна к линии щеток. Первая играет роль обмотки K в схеме на рис. 28-12, а вторая — роль обмотки возбуждения B. Соответственно этому условия работы этого двигателя те же, что и двигателя с двумя обмотками на статоре, и векторные диаграммы двигателей одинаковы.

28-8. Характеристики репульсионного двигателя Томсона

Дадим упрощенный вывод формулы для момента этого двигателя. Пусть w_c — число витков обмотки статора; тогда, согласно сказанному выше, можно себе представить, что по оси щеток a—b имеется обмотка с числом витков $w_к = w_c \cos\alpha$, а в перпендикулярном направлении—обмотка с числом витков $w_в = w_c \sin\alpha$. По общему правилу

$$M \approx c_м I_2 \Phi_{в0}. \qquad (28\text{-}11)$$

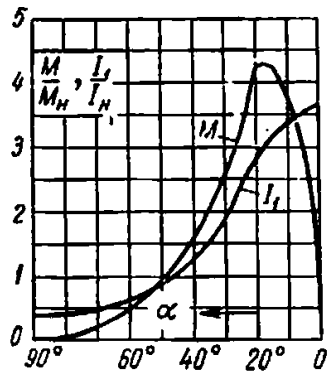


Рис. 28-15. Кривые $M=f(\alpha)$ и $I_1=f(\alpha)$ репульсионного двигателя Томсона

Если сталь двигателя не насыщена, то

$$\Phi_{в0} = c_в I_1 w_в = c_в I_1 w_c \sin\alpha.$$

Далее можем пренебречь намагничивающим током, наводимым в результате трансформаторной связи между обмотками статора и ротора. Тогда

$$\frac{I_2}{I_1} = \frac{w_к}{w_a} = \frac{w_c \cos\alpha}{w_a},$$

откуда

$$I_2 = I_1 \frac{w_в \cos\alpha}{w_a}.$$

Формула (28-11) приобретает следующий вид:

$$M = c_м I_1^2 \sin 2\alpha. \qquad (28\text{-}12)$$

Из формулы следует, что *момент двигателя достигает максимума при* $\alpha=45°$. Но под действием изменения тока I_1 при изменении угла α максимум момента сдвигается. Кривые $M=f(\alpha)$ и $I_1=f(\alpha)$ при $U_1=\text{const}$, $f=\text{const}$ и $n=0$ показаны на рис. 28-15.

Так как момент репульсионного двигателя зависит от квадрата тока I_1, то репульсионные двигатели, и в частности двигатель с одной обмоткой на статоре и одним комплектом щеток, имеют такие же характеристики $n=f(M)$ и $I=f(M)$, что и однофазные двигатели последовательного возбуждения (рис. 28-9). Роль регулируемого напряжения U здесь играет угол поворота щеток α.

Коммутация репульсионного двигателя Томсона характеризуется тем, что двигатель должен работать при изменяемом положении щеток на коллекторе; поэтому положение короткозамкнутого щеткой коммутирующего контура двигателя изменяется в зависимости от режима работы, и, следовательно, улучшение коммутации двигателя с помощью добавочных полюсов невыполнимо, поскольку эти полюсы требуют неизменного положения коммутирующего контура по отношению к статору. При положении щеток при холостом ходе (рис. 28-14, *а*) между коммутирующими секциями и обмоткой трансформатора имеется трансформаторная связь, поэтому по отношению к этой обмотке они находятся в положении короткого замыкания.

При положении щеток при коротком замыкании (рис. 28-14, *б*) коммутирующие секции находятся в положении холостого хода, так как контуры этих витков не пронизываются в этом случае потоком обмотки статора.

Из сказанного следует, что пуск в ход репульсионного двигателя Томсона из положения холостого хода происходит тяжелее в отношении его коммутации, так как трансформаторная э. д. с. $E_{тр}$ имеет в этом случае наибольшее значение; такой пуск имеет место в том случае, если по условиям работы привода нужно создать на валу двигателя только небольшой пусковой момент.

Наоборот, если требуется создание значительного пускового момента, как, например, в подъемных механизмах, то пуск в ход производится из положения, близкого к короткому замыканию; в этом случае коммутация репульсионного двигателя протекает в относительно благоприятных условиях.

Так как двигатель Томсона не имеет добавочных полюсов, то коммутация этого двигателя протекает в достаточно благоприятных условиях только при скоростях, близких к синхронной. В этом случае в двигателе образуется близкое к круговому вращающееся магнитное поле (см. § 28-6), при котором трансформаторная э. д. с. $E_{тр}$, в коммутирующей секции исчезает и остается только

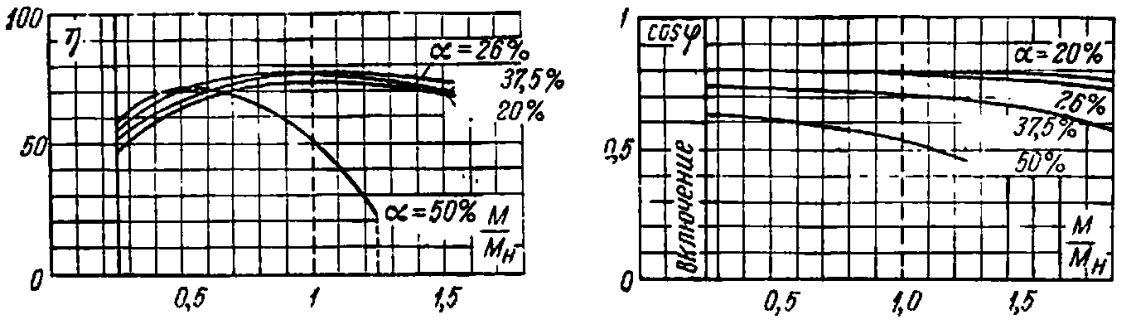


Рис. 28-16. Кривые $\eta=f(M)$ и $\cos\varphi=f(M)$ репульсионного двигателя Томсона

реактивная э. д. с. E_r. При отступлении от синхронной скорости коммутация ухудшается, другими словами, коммутация репульсионного двигателя с одной обмоткой на статоре, так же как и с двумя обмотками на статоре, зависит от скорости вращения двигателя.

Двигатели с одной обмоткой на статоре строятся на малые мощности — обычно порядка нескольких киловатт. На рис. 28-16 приведены кривые $\eta=f(M)$ и $\cos\varphi=f(M)$ при $U=\text{const}$ и $\alpha=\text{var}$ для двигателя с часовой мощностью 13 *квт*, 250 *в*, 50 *гц*, 750 *об/мин*. Угол α выражен не в градусах, а в процентах от 90°.

Из кривых видно, что η и $\cos\varphi$ этого двигателя меньше, чем, например, у асинхронных бесколлекторных двигателей.

Перегрузочная способность этого двигателя, как видно из рис. 28-15, относительно велика.

28-9. Репульсионный двигатель с одной обмоткой на статоре и двумя комплектами щеток (двигатель Дери)

В схеме этого двигателя (рис. 28-17) на коллектор якоря накладывается двойной комплект щеток $a—b$ и $a'—b'$. Щетки $a—a'$ неподвижны и отстоят друг от друга на 180°. Щетки $b—b'$ соединяются соответственно со щетками $a—a'$ и могут перемещаться по коллектору. Ось неподвижных щеток $a—a'$ обычно совпадает с осью обмотки статора C.

Когда щетки $b—b'$ совпадают со щетками $a—a'$, то угол $\alpha=0$. Такое положение щеток называется положением холостого хода.

При повороте щеток $b—b'$ на угол $\alpha=180°$ щетка b' совпадает со щеткой a, а щетка b — со щеткой a'. Такое положение щеток называется положением короткого замыкания. В обоих случаях развиваемый двигателем момент $M=0$.

При повороте щеток $b—b'$ на угол α ось н. с. якоря смещается в пространстве всего на угол $\alpha/2$. Соответственно в формулу (28-12) для момента M

необходимо ввести α вместо 2α. Это позволяет придать кривой $M=f(\alpha)$ двигателя гораздо более пологий характер и добиться более тонкого регулирования скорости вращения, чем в аналогичном двигателе с одним комплектом щеток, что является существенным преимуществом рассматриваемого двигателя.

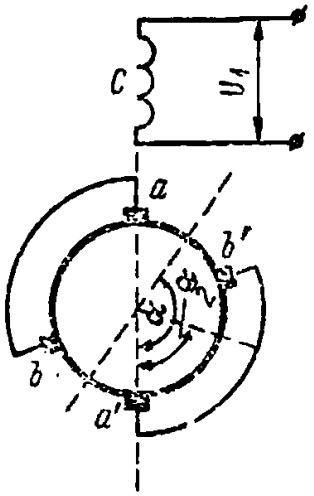


Рис. 28-17. Репульсионный двигатель Дери

Вторым весьма важным преимуществом этого двигателя по сравнению с двигателем с одним комплектом щеток являются его лучшие коммутационные характеристики. Действительно, из рис. 28-17 можно видеть, что как при положении холостого хода, так и при положении короткого замыкания плоскость коммутирующей секции параллельна линиям потока, создаваемого обмоткой статора. Поэтому в обоих случаях трансформаторная э. д. с. $E_{тр}=0$. При работе ток коммутирующей секции изменяется не от $+i_a$ до $-i_a$ (см. рис. 27-11), а лишь от $+i_a$ до 0, так как в частях обмотки якоря a—b' и a'—b токи равны нулю. Вследствие этого реактивная э. д. с. E_r уменьшается.

Недостаток рассматриваемого двигателя по сравнению с аналогичным двигателем с одним комплектом щеток состоит в более сложном двойном комплекте щеток.

Этот двигатель строится на мощности до 100 *квт*. Его рабочие характеристики n, η и $\cos\varphi=f(M)$ практически те же, что и в двигателе с одной обмоткой на статоре и одним комплектом щеток.

Глава двадцать девятая

ТРЕХФАЗНЫЕ КОЛЛЕКТОРНЫЕ ДВИГАТЕЛИ ПАРАЛЛЕЛЬНОГО И ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОГО ВОЗБУЖДЕНИЯ [256, 258, 260, 262, 268а, 269]

29-1. Предварительные замечания

По мере развития электропривода все настоятельнее ставился вопрос об экономичном и надежном регулировании скорости вращения асинхронного двигателя в широких пределах. В поисках решения этого вопроса электромеханика пошла по пути: а) усовершенствования уже известных типов коллекторных трехфазных машин, создания новых типов таких машин и б) создания каскадов. Попутно ставился вопрос и об улучшении $\cos\varphi$ регулируемой системы, но он приобрел актуальность лишь в 20-х годах текущего столетия в связи с рационализацией работы электроэнергетических систем. Это привело к разработке компенсированных и синхронизированных коллекторных двигателей и фазокомпенсаторов как с самовозбуждением, так и с независимым возбуждением.

Основное средство, с помощью которого можно осуществить как регулирование в заданных пределах скорости вращения, так и улучшение $\cos\varphi$, состоит в том, что *во вторичный контур асинхронной машины вводится дополнительная* э. д. с. $E_к$, которая должна быть определенным образом ориентирована относительно основной э. д. с. $E_{2к}$ этого контура. Естественно, что при этом э. д. с.

$E_к$ должна иметь в любых условиях работы ту же частоту, что и э. д. с. E_{2s}, так как только в этом случае обе э. д. с. могут вступить во взаимодействие. Этот принцип имеет весьма важное значение и лежит в основе работы ряда коллекторных машин переменного тока и каскадных систем.

29-2. Общие принципы работы шунтовых многофазных коллекторных машин

Назначение шунтового коллекторного двигателя заключается в получении многофазной машины с регулируемой в известных пределах ее скоростью вращения при сохранении шунтовой характеристики скорости на каждой ступени регулирования, т. е. с относительно небольшим изменением скорости при переходе от холостого хода к полной нагрузке. Регулировка скорости достигается введением во вторичную главную цепь машины, которая по существу выполняет роль главной вторичной цепи асинхронной машины, добавочной э. д. с. $E_{2к}$. Если э. д. с. $E_{2к}$ направлена навстречу основной э. д. с. вторичной цепи E_{2s}, то двигатель изменяет свою скорость до величины, меньшей синхронной скорости. Если же э. д. с. $E_{2к}$ совпадает по фазе с э. д. с. E_{2s}, то двигатель переходит на скорость выше синхронной, причем величина э. д. с. $E_{2к}$ на каждой ступени скорости не должна изменяться под влиянием изменения величины вторичного тока I_2. Если добавочная э. д. с. $E_{2к}=0$, то машина приобретает свойство обычной асинхронной машины и при холостом ходе дает скорость, близкую к синхронной, а при нагрузке — меньшую синхронной, причем скорость уменьшится на величину скольжения s. При переходе от одной скорости к другой изменяется лишь величина э. д. с. $E_{2к}$, но ее фаза по отношению к э. д. с. E_{2s} сохраняется неизменной. Если изменение э. д. с. $E_{2к}$ происходит известными ступенями, то получается соответственно ступенчатое изменение скорости. Если же можно получать непрерывное изменение э. д. с., то достигается возможность совершенно плавного изменения скорости в заданных пределах.

Если, кроме изменения скорости, желательно одновременно и улучшить $\cos\varphi$, то добавочная э. д. с. $E_{2к}$ должна иметь, кроме основной составляющей, вызывающей изменение скорости, еще небольшую составляющую, которая вызывает опережающую по фазе составляющую вторичного тока, в результате чего достигается улучшение $\cos\varphi$ до желаемой величины.

Добавочная э. д. с. $E_{2к}$ создается на первичной стороне машины в особой системе, представляющей собой добавочную обмотку, добавочный регулирующий трансформатор или потенциальный регулятор. Так как первичная сторона машины имеет частоту первичной цепи f_1, а добавочная э. д. с. $E_{2к}$ должна иметь частоту вторичной цепи $f_2=f_1 s$, то для преобразования частоты э. д. с. $E_{2к}$ без изменения ее величины служит коллектор.

Следует отметить, что независимо от того, где расположена первичная сторона — на роторе или на статоре, коллектор в обоих случаях располагается на роторе.

29-3. Общие уравнения работы многофазных шунтовых коллекторных машин и их круговые диаграммы

Принципиальная схема шунтовой машины представлена на рис. 29-1. Здесь коллектор K изображен в схематическом виде, так как в зависимости от способа питания машины он может быть отнесен как к первичной, так и ко вторичной ее стороне. Ось первичной обмотки w_a принимается за основную, и по отношению к ней могут определяться угловые положения регулирующей обмотки w_c и главной обмотки w_d. Предположим, что оси обмоток w_d и w_a совпадают, а ось обмотки w_c сдвинута по направлению вращения поля от оси обмотки w_a на угол β.

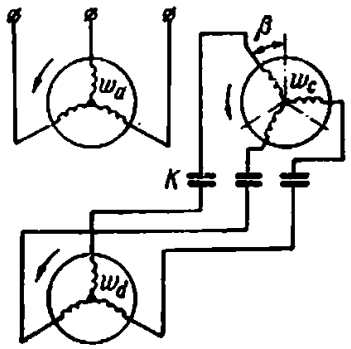


Рис. 29-1. Принципиальная схема шунтовой коллекторной машины

Составим выражения для э. д. с. и н. с. обмоток и найдем коэффициенты трансформации токов и напряжений в комплексной форме:

$$\dot{E}_a = \pi\sqrt{2}\,\Phi w_a k_a f_1 = \dot{E}_2',$$

$$\dot{E}_c = \pi\sqrt{2}\,\Phi\, w_c k_c f_1 \varepsilon^{-j\beta}.$$

Предположим, что вторичная цепь вращается относительно первичной со скольжением s. Тогда э. д. с., индуктированная в обмотке w_d потоком Φ, будет

$$\dot{E}_d = \pi\sqrt{2}\,\Phi w_d k_d f_1 s.$$

Результирующая э. д. с. вторичной цепи

$$\dot{E}_2 = \dot{E}_c + \dot{E}_d = \frac{\dot{E}_2'}{\dot{k}_e},$$

где коэффициент трансформации напряжений

$$k_e = \frac{\dot{E}_2'}{\dot{E}_2} = \frac{w_a k_a}{w_c k_c \varepsilon^{-j\beta} + w_d k_d s}. \qquad (29\text{-}1)$$

Результирующая н. с. вторичной цепи

$$\dot{F}_1 + \dot{F}_d = \dot{F}_2' = m_1 \dot{I}_2' w_a k_a = m_2 \dot{I}_2 \left(w_c k_c \varepsilon^{+j\beta} + w_d k_d\right).$$

Отсюда получаем для приведенного вторичного тока следующее выражение:

$$\dot{I}_2' = \dot{I}_2/\dot{k}_i,$$

где коэффициент трансформации токов

$$\dot{k}_i = \frac{m_1}{m_2}\,\frac{w_a k_a}{w_c k_c \varepsilon^{+j\beta} + w_d k_d}. \qquad (29\text{-}2)$$

Для вторичного тока $\dot{I}_2$ и приведенного вторичного тока $\dot{I}'_2$ получаем следующие выражения:

$$\dot{I}_2 = \frac{\dot{E}_2'}{z_2} = \frac{\dot{E}_2'}{z_2 \dot{k}_e};$$

$$\dot{I}_2' = \frac{\dot{I}_2}{\dot{k}_i} = \frac{\dot{E}_2}{z_2 \dot{k}_e \dot{k}_i} = \frac{\dot{E}_2'}{z_2 \dot{k}} = \frac{\dot{E}_2'}{z_2'}.$$

Введем обозначения:

$$\frac{m_1}{m_2} = m_{12}, \quad \frac{w_a k_a}{w_d k_d} = k_{ad} \text{ и } \frac{w_c k_c}{w_d k_d} = k_{cd}.$$

Общий коэффициент трансформации

$$\dot{k} = k_e k_i = m_{12} \frac{k_{ad}^2}{(k_{cd} + s\varepsilon^{+j\beta})(k_{cd} + \varepsilon^{-j\beta})} =$$

$$= m_{12} \frac{k_{ad}^2}{(k_{cd} + s\cos\beta + js\sin\beta)(k_{cd} + \cos\beta - j\sin\beta)}. \quad (29\text{-}3)$$

Знаменатель комплексного коэффициента трансформации $\dot{k}$ имеет вид произведения двух комплексов:

$$(A + jB)(D + jE) = C(\cos\alpha + j\sin\alpha) = Ce^{j\alpha}, \quad (29\text{-}4)$$

где

$$\cos\alpha = \frac{AD + BE}{C} = \frac{k_{cd}^2 + k_{cd}(1 + s)\cos\beta + s}{C}; \quad (29\text{-}5)$$

$$\sin\alpha = \frac{BD + AE}{C} = -\frac{k_{cd}(1 - s)\sin\beta}{C}; \quad (29\text{-}6)$$

$$C^2 = (A^2 + B^2)(D^2 + E^2) = (k_{cd}^2 + 2k_{cd}s\cos\beta + s^2)(k_{cd}^2 + 2k_{cd}\cos\beta + 1). \quad (29\text{-}7)$$

Следовательно,

$$\dot{k} = m_{12} \frac{k_{ad}^2}{Ce^{+j\alpha}} = m_{12} \frac{k_{ad}^2}{C} e^{-j\alpha} \quad (29\text{-}8)$$

Приведенные значения вторичных сопротивлений:

$$z_2' = z_2\dot{k} = z_2 k e^{-j\alpha} = (r_2 + jx_2)\, k\,(\cos\alpha - j\sin\alpha) = r_2' + jx_2'. \quad (29\text{-}9)$$

Отсюда для полного сопротивления ($z_п = z_1 + z'_2$) активное и индуктивное сопротивления равны:

$$r_п = r_a + r_2' = r_1 + k(r_2\cos\alpha + x_2\sin\alpha), \quad (29\text{-}10)$$

$$x_п = x_a' + x_2' = x_1 + k(x_2\cos\alpha - r_2\sin\alpha). \quad (29\text{-}11)$$

Если вынести намагничивающий контур на первичные зажимы без поправок, то первичный ток

$$\dot{I}_2' = \frac{\dot{U}_1}{z_п} = \frac{\dot{U}_1}{z_1 + z_2\dot{k}} =$$

$$= \frac{U_1(k_{cd} + s\cos\beta + js\sin\beta)(k_{cd} + \cos\beta - j\sin\beta)}{z_1(k_{cd} + s\cos\beta + js\sin\beta)(k_{cd} + \cos\beta - j\sin\beta) + m_{12}k_{ad}^2 z_2}. \quad (29\text{-}12)$$

Поскольку в выражении для $\dot{I}'_2$ вещественный параметр скольжения s входит в числитель и знаменатель в первой степени, то при изменении параметра s в пределах $\pm\infty$ конец вектора первичного тока описывает окружность (см. § 21-1).

Определив значения эквивалентных сопротивлений для каких-либо трех значений скольжения s и построив по ним векторы тока $\dot{I}'_2$ можно по трем точкам построить окружность тока для заданного значения углового положения щеток на коллекторе β. Если добавить к вектору тока $\dot{I}'_2$ вектор намагничивающего тока $\dot{I}_0$, то тогда получается вектор $\dot{I}_1 = \dot{I}'_2 + \dot{I}_0$ первичного тока.

Выражения для эквивалентных сопротивлений $x_п$ могут быть найдены для наиболее удобных и характерных значений скольжения $s=0$, $s=\pm\infty$ и $s=+1$, как и для асинхронной машины, и по ним могут быть найдены соответствующие векторы токов $\dot{I}_{s=0}$, $\dot{I}_{s=+1}$ и $\dot{I}_{s=\pm\infty}$. Так как для построения окружности тока достаточно только трех точек окружности, то четвертая точка, например для

$s=-1$, может иметь по существу контрольное значение для установления правильности построения окружности тока. Поскольку значения токов для скольжений $s=0$, $s=\pm\infty$ и $s=+1{,}0$ необходимы, как и в асинхронных машинах, для построения линий моментов, линий скольжения и т. п., то этот метод является наиболее простым для построения окружности тока при данном значении угла β и переменном скольжении и для изучения по ней работы коллекторной шунтовой машины.

Угол β сдвига регулирующей обмотки w_c относительно главной первичной обмотки w_a обычно весьма мал, поэтому можно положить $\cos\beta\approx 1{,}0$. Тогда для скольжений $s=1{,}0$, $s=\pm\infty$ и $s=0$ в этом случае получаются следующие значения приведенных активных и индуктивных сопротивлений:

$$x_2 = x_d s + x_c.$$

при $\beta \neq 0$, $s = 1{,}0$

$$r_{n1} = r_a + r_2' = r_a + \frac{m_{12}k_{ad}^2 r_2}{(k_{cd}+1)^2},$$

$$x_{n1} = x_a + \frac{m_{12}k_{ad}^2}{(k_{cd}+1)^2}(x_d + x_c);$$

при $s = 0$

$$r_{n0} = r_a + \frac{m_{12}k_{ad}^2\left[r_2\left(k_{cd}+1\right) - x_c\sin\beta\right]}{k_{cd}\left(k_{cd}+1\right)^2},$$

$$x_{n0} = x_a + \frac{m_{12}k_{ad}^2\left[x_c\left(k_{cd}+1\right) + r_2\sin\beta\right]}{k_{cd}\left(k_{cd}+1\right)^2};$$

при $s = \pm\infty$

$$r_{n\pm\infty} = r_a + \frac{m_{12}k_{ad}^2 k_{cd}\sin\beta}{(k_{cd}+1)^2}x_d,$$

$$x_{n\pm\infty} = x_a + \frac{m_{12}k_{ad}^2}{(k_{cd}+1)}x_d.$$

При полном отсутствии углового сдвига обмотки w_c относительно обмотки w_a нужно положить не только $\cos\beta\approx 1{,}0$, но и $\sin\beta=0$, и тогда приведенные выше формулы для параметров r_n и x_n при $s=1{,}0$, $s=\pm\infty$ и $s=0$ соответствующим образом еще более упрощаются:

при $\beta = 0$, $s = 1{,}0$

$$r_{n1} = r_a + \frac{m_{12}k_{ad}^2}{(k_{cd}+1)^2}r_2,$$

$$x_{n1} = x_a + \frac{m_{12}k_{ad}^2}{(k_{cd}+1)^2}(x_d + x_c);$$

при $s = 0$

$$r_{n0} = r_a + \frac{m_{12}k_{ad}^2}{k_{cd}(k_{cd}+1)}r_2,$$

$$x_{n0} = x_a + \frac{m_{12}k_{ad}^2}{(k_{cd}+1)\,k_{cd}}x_c;$$

при $s = \pm\infty$

$$r_{n\pm\infty} = r_a, \quad r_2' = 0.$$

$$x_{n\pm\infty} = x_a + \frac{m_{12}k_{ad}^2}{(k_{cd}+1)}x_d.$$

29-4. Введение добавочной э. д. с. во вторичный контур асинхронной машины

А. Регулирование скорости вращения. Предположим, что асинхронный двигатель с контактными кольцами работает при $U_1 = \text{const}$, $f = \text{const}$ и $M_{ст} = \text{const}$. Если пренебречь падением напряжения в статоре, то независимо от режима работы двигателя $U_1 \approx E_1 \sim \Phi_m = \text{const}$. Пусть $\overline{OA} = \dot{E}_{2s} = s\dot{E}_2$ — вектор основной э. д. с.

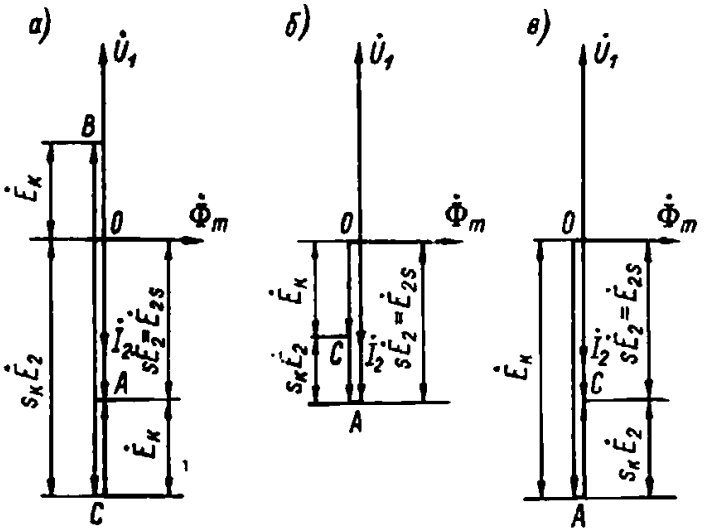


Рис. 29-2. Регулирование скорости вращения асинхронного двигателя введением в цепь ротора добавочной э. д. с. $E_к$

в роторе, отстающий от вектора потока Φ_m на 90° (рис. 29-2, *а*). Тогда имеем:

$$I_2 = \frac{E_{2s}}{\sqrt{r_2^2 + x_{2s}^2}} = \frac{sE_2}{\sqrt{r_2^2 + (sx_2)^2}}.$$

В обычных условиях работы двигателя $r^2_2 \gg (sx_2)^2$; поэтому можно считать, что вектор тока $\dot{I}_2 = \frac{s\dot{E}_2}{r_2}$ совпадает по фазе с э. д. с. E_{2s}.

Введем во вторичный контур (в цепь ротора) двигателя добавочную э. д. с. $\dot{E}_к = \overline{OB}$, направленную встречно к основной э. д. с. $E_{2s} = \overline{OA}$. В первый момент времени, пока скорость вращения еще не успела измениться из-за инерции вращающихся частей двигателя, э. д. с. вторичного контура уменьшается до значения $sE_2 - E_к$, соответственно чему ток I_2, а стало быть, и вращающий момент $M = c_м I_2 \Phi_m$ уменьшаются в отношении $\frac{sE_2 - E_к}{sE_2}$. Но так как, согласно условию, нагрузочный момент остается постоянным, то на валу двигателя возникает отрицательный динамический момент и скорость двигателя начинает уменьшаться. Этот процесс уменьшения скорости вращения двигателя и, стало быть, увеличения сколь-

жения и основной э. д. с. будет продолжаться до тех пор, пока ток в роторе, а следовательно, и вращающий момент не достигнут своих прежних значений.

Пусть $s_к$ — новое значение скольжения и $s_к E_2$ — новое значение основной э. д. с. ротора, при которой работает двигатель в установившемся режиме после введения добавочной э. д. с. $E_к$. Так как в своих суждениях при малых значениях s мы пренебрегаем сопротивлением $x_{2s}=sx_2$, то

$$I_2 \approx \frac{s_к E_2 - E_к}{r_2} = \frac{sE_2}{r_2},$$

откуда

$$s_к = s + \frac{E_к}{E_2}. \qquad (29\text{-}13)$$

Таким образом, при введении э. д. с. $E_к$, *направленной навстречу основной э. д. с.* E_{2s}, *скорость двигателя уменьшается и скольжение увеличивается.*

Принципиально можно ввести такую добавочную э. д. с. $E_к$, при которой $s_к=1$. Для этого нужно, чтобы

$$1 = s + \frac{E_к}{E_2} \quad \text{или} \quad E_к = E_2(1-s).$$

В режиме холостого хода $s \approx 0$; следовательно, при регулировании скорости в этом режиме уравнение (29-13) принимает вид:

$$s_{0к} = E_к/E_2, \qquad (29\text{-}14)$$

где $s_{0к}$ — скольжение при холостом ходе, соответствующее добавочной э. д. с. $E_к$.

Если $E_к=E_2$, то скольжение $s_{0к}=1$ и двигатель подобен статическому трансформатору, работающему без нагрузки.

Теперь введем добавочную э. д. с. $\dot{E}_к=\overline{OB}$ (рис. 29-2, *а*), направленную согласно с э. д. с. E_{2s}, при тех же, что и ранее, условиях. Тогда уравнение (29-13) принимает вид:

$$s_к = s - \frac{E_к}{E_2}. \qquad (29\text{-}15)$$

Рассуждая, как и прежде, видим, что при *введении э. д. с.* $E_к$ *согласно с основной э. д. с.* E_{2s} *скорость двигателя увеличивается и скольжение уменьшается.*

Если $E_к/E_2 > s$, то скольжение $s_к$ становится отрицательным и асинхронная машина, сохраняя двигательный режим, работает при скорости выше синхронной, так что э. д. с. $s_к\dot{E}_2$ направлена встречно относительно э. д. с. $\dot{E}_к$ (рис. 29-2, *в*). В этом случае ток I_2, обусловливающий вращающий момент двигателя, создается не основной э. д. с. скольжения, а введенной извне, т. е. добавочной э. д. с. $E_к$, созданной другой генераторной цепью.

Если двигатель работает вхолостую, то уравнение (29-15) принимает вид:

$$s_{0к} = -E_к/E_2. \tag{29-16}$$

Объединяя формулы (29-13) и (29-15) при $M_{ст}=\text{const}$ и формулы (29-14) и (29-16) при $M_{ст}=0$, получаем:

$$s_к = s \pm \frac{E_к}{E_2} \tag{29-17}$$

и

$$s_{0к} = \pm \frac{E_к}{E_2}. \tag{29-18}$$

Знак «плюс» соответствует встречному действию добавочной э. д. с. $E_к$ относительно основной э. д. с. E_{2s}, а знак «минус» — согласному.

Б. Регулирование $\cos\varphi$. Будем по-прежнему считать, что $U_1=\text{const}$, $f=\text{const}$ и $M_{ст}=\text{const}$. Пренебрегая падением напряжения в статоре, имеем $E_1=\text{const}$ и $\Phi_m=\text{const}$.

Введем во вторичный контур двигателя добавочную э. д. с. $\dot{E}_к=\overline{CD}$ под углом $+90°$ по отношению к основной э. д. с. $\dot{E}_{2s}=\overline{OC}$,

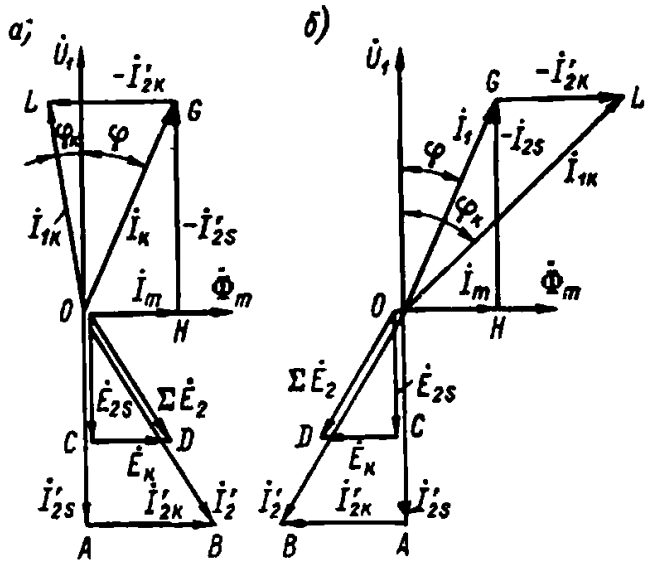


Рис. 29-3. Компенсация $\cos\varphi$ введением в цепь ротора добавочной э. д. с.

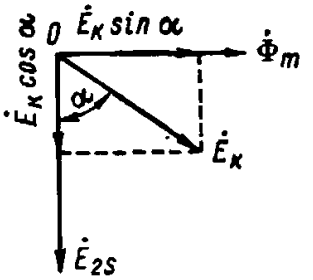


Рис. 29-4. Общий случай регулирования асинхронного двигателя

считая, что э. д. с. $E_к$ имеет ту же частоту скольжения $f_2=sf$, что и э. д. с. E_{2s} (рис. 29-3, *а*). Если $I'_{2s}=\overline{OA}$ и $I'_{2к}=\overline{AB}$ — приведенные к обмотке статора токи, обусловленные э. д. с. E_{2s} и $E_к$, то ток $I'_2=I'_{2s}+I'_{2к}=\overline{OB}$. Ток в первичной цепи $I_{1к}=I_m+(-I'_{2s})+(-I'_{2к})=\overline{OH}+\overline{HG}+\overline{GL}=\overline{OL}$. Таким образом, в первичном контуре двигателя появляется составляющая тока $-I'_{2к}=\overline{GL}$, обусловливающая положительную компенсацию $\cos\varphi$.

Если ввести добавочную э. д. с. $\dot{E}_к$ под углом $-90°$ к э. д. с. $\dot{E}_{2s}$ (рис. 29-3, *б*), то это вызовет увеличение потребляемого из сети

намагничивающего тока на величину $-I'_{2к}$ и, следовательно, отрицательную компенсацию $\cos\varphi$, т. е. уменьшение коэффициента мощности двигателя.

Сопоставляя рис. 29-3, *а* и 29-3, *б*, можно сделать вывод, что работу асинхронного двигателя при $U_1=\text{const}$, $f=\text{const}$, $M_{ст}=\text{const}$ *и переменной э. д. с.* $E_к$, *но при сохранении ее фазы, равной либо* $+90°$, *либо* $-90°$, *можно отождествить с точки зрения изменения* $\cos\varphi$ *с работой синхронного двигателя в режиме* U-*образной характеристики* (см. § 12-5).

В. Общий случай. В общем случае добавочная э. д. с. $\dot{E}_к$ может составлять с основной э. д. с. E_{2s} угол α (рис. 29-4). При этом э. д. с. $\dot{E}_к$ разлагается на две составляющие: $\dot{E}_к\cos\alpha$ и $\dot{E}_к\sin\alpha$, из которых первая влияет на скорость двигателя, а вторая — на его $\cos\varphi$.

29-5. Мощность, подводимая от источника добавочной э. д. с.

По общему правилу активная мощность источника добавочной э. д. с. выражается формулой

$$P_{ка}=m_2E_кI_2\cos(\widehat{E_кI_2}),$$

где I_2 — ток вторичного контура двигателя.

Если э. д. с. $E_к$ совпадает по фазе с током I_2, то величина $P_{ка}$ будет прямо пропорциональна $E_к$. Если же э. д. с. $E_к$ перпендикулярна к направлению I_2, активная мощность равна нулю, и источник добавочной э. д. с. отдает во вторичную цепь двигателя чисто реактивную мощность.

Указанные соотношения определяют энергетический баланс в коллекторных машинах и каскадных системах и будут в дальнейшем применены к отдельным типам этих машин и систем.

29-6. Преобразование частоты при помощи коллектора

Мы знаем, что частота добавочной э. д. с. должна быть равна частоте скольжения независимо от режима работы машины. Чтобы создать такую э. д. с., можно воспользоваться свойством коллекторной машины переменного тока преобразовывать частоту при сохранении величины напряжения на щетках. Машина, предназначенная для этой цели, имеет ротор, представляющий собой якорь машины постоянного тока, обмотка которого с одной стороны присоединена в точках a_1—b_1—c_1 к системе трехфазного тока A_1—B_1—C_1 через три кольца и наложенные на них щетки, а с другой стороны выведена на коллектор, на котором установлены на расстоянии 120° друг от друга три щетки a_2—b_2—c_2 (рис. 29-5). Сторону колец мы будем называть первичной стороной преобразователя частоты, а сторону коллектора — его вторичной стороной. Статор на схеме не показан, так как он может не иметь обмотки и играет роль только магнитопровода.

Сначала рассмотрим работу преобразователя частоты при $n=0$. Пусть щетки a_2—b_2—c_2 расположены на коллекторе так, как это показано на рис. 29-5, т. е. против точек a_1—b_1—c_1. Это положение щеток мы будем считать исходным и от него вести отсчет углов поворота щеток α.

Протекающий по обмотке трехфазный ток создает поток Φ_m, вращающийся относительно ротора, стало быть и в пространстве, со скоростью $n_1=f/p$ в каком-нибудь направлении, например по часовой стрелке. Если $w_к$ — число последовательно соединяемых витков одной фазы обмотки ротора и $k_{об}$ — ее обмоточный коэффициент, то, считая, что э. д. с. E_2, создаваемая потоком Φ_m, изменяется во времени синусоидально, имеем:

$$E_2=\pi\sqrt{2}fw_к k_{об}\Phi_m.$$

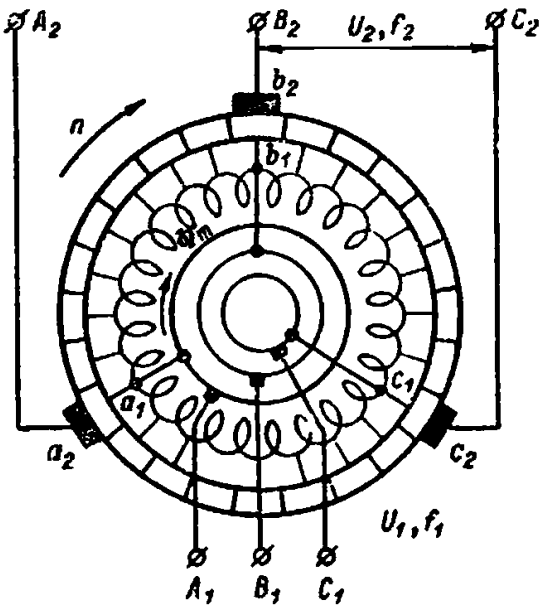


Рис. 29-5. Преобразователь частоты

Предположим, что обмотка ротора присоединена к коллектору простейшим из возможных способов: каждая секция обмотки выводится на рядом с нею находящуюся коллекторную пластину (рис. 29-5). Поэтому то распределение напряжения, которое в данный момент времени существует в обмотке, существует также и на коллекторе. Кривая распределения напряжения на коллекторе является потенциальной волной коллектора. В дальнейшем мы будем считать ее синусоидальной (рис. 29-6).

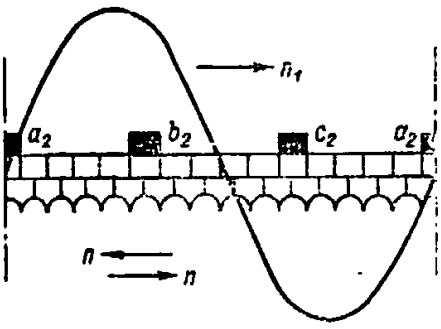


Рис. 29-6. Потенциальная волна коллектора

Потенциальная волна коллектора вращается относительно ротора в том же направлении и с той же скоростью $n_1=f/p$, что и поток Φ_m. Следовательно, на щетках, наложенных на коллектор, получаем систему трехфазного напряжения с частотой $f_2=f=pn$. Пренебрегая падением напряжения в обмотке якоря, имеем:

$$\dot{U}_2=\dot{E}_2=\dot{U}_1. \qquad (29\text{-}19)$$

Если мы сместим щетки a_2—b_2—c_2 относительно положения, показанного на рис. 29-5, то напряжение $\dot{U}_2$, оставаясь постоянным по величине, изменится по фазе. Действительно, при сдвиге щеток (потенциальной волны) против направления вращения потока оси обмоток между щетками a_2—b_2, b_2—c_2 и c_2—a_2 смеща-

ются в пространстве в том же направлении и на тот же угол; следовательно, поток Φ_m набегает теперь на ось каждой из указанных выше обмоток на угол α раньше, соответственно чему имеем:

$$\dot{U}_2 = \dot{U}_1 \varepsilon^{+j\alpha}.$$

При сдвиге щеток по направлению вращения потока

$$\dot{U}_2 = \dot{U}_1 \varepsilon^{-j\alpha}. \qquad (29\text{-}20)$$

В общем случае

$$\dot{U}_2 = \dot{U}_1 \varepsilon^{\pm j\alpha}.$$

Теперь приведем ротор во вращение со скоростью n в какомнибудь направлении, например навстречу потенциальной волне. Так как напряжение U_1 и частота f питающей сети не изменились, то волна напряжения, постоянная по величине, продолжает вращаться относительно ротора с прежней скоростью $n_1 = f/p$. Но в пространстве и, следовательно, относительно неподвижных в пространстве щеток a_2—b_2—c_2 волна перемещается теперь со скоростью $n_2 = n_1 - n$; при вращении ротора по направлению вращения потенциальной волны имеем $n_2 = n_1 + n$. Соответственно этому частота э. д. с. на щетках a_2—b_2—c_2 может быть в общем случае представлена в виде

$$f_2 = pn_2 = p(n_1 \pm n) = pn_1 \frac{n_1 \pm n}{n_1} = fs. \qquad (29\text{-}21)$$

Согласно формуле (29-19), величина напряжения U_2 не зависит от скорости вращения ротора n. С другой стороны, фаза U_2, так же как и при неподвижном роторе, определяется исключительно углом α, фиксирующим положение осей обмоток между щетками a_2—b_2, b_2—c_2 и c_2—a_2 в пространстве относительно вращающегося потока Φ_m.

Таким образом, система, изображенная на рис. 29-5, позволяет регулировать частоту f_2 и фазу напряжения U_2 при практически постоянном напряжении на щетках, т. е. при $U_2 = \text{const}$. Это ценное свойство коллектора широко используется как в целях регулирования скорости асинхронных машин, так и для компенсации $\cos\varphi$.

Если нужно изменить напряжение U_2 на зажимах преобразователя частоты, то это можно осуществить, изменяя напряжение U_1 на кольцах, например, с помощью секционированного на стороне вторичной обмотки трансформатора, питающего преобразователь частоты со стороны контактных колец.

29-7. Трехфазный шунтовой двигатель с двойным комплектом щеток (двигатель Шраге — Рихтера) [242, 250, 251, 264, 286а, 269]

Рассматриваемый двигатель представляет собой наглядный пример машины, в которой использован принцип введения во вторичный контур двигателя добавочной э. д. с. для регулирования

скорости вращения и частично $\cos\varphi$. Принципиальная схема этого двигателя изображена на рис. 29-7. Здесь P и K — обмотки, расположенные на роторе, C — обмотка статора. Обмотка P представляет собой обычную обмотку трехфазного тока, которая включается через контактные кольца и зажимы $A_1 - B_1 - C_1$ в сеть с напряжением U_1 и частотой f. Таким образом, обмотка P служит первичной обмоткой двигателя. Вторичной обмоткой двигателя является обмотка C на статоре, состоящая из трех отдельных фазных обмоток, начала которых $A - B - C$ присоединены к одному комплекту щеток $a_1 - b_1 - c_1$, а концы $X - Y - Z$ — к другому комплекту $a_2 - b_2 - c_2$. Обмотка K служит для создания добавочной э. д. с. E_K и представляет собой обмотку типа обмотки постоянного тока с коллектором, уложенную в те же пазы, что и обмотка P, и электрически соединенную с обмоткой статора C посредством двух указанных ранее комплектов щеток. Для простоты обмотка K совмещена на рис. 29-7 с коллектором в одно целое и показана сплошной жирной линией. Комплекты щеток $a_1 - b_1 - c_1$ и $a_2 - b_2 - c_2$ прикреплены к двум траверсам, которые могут перемещаться в противоположные сто-

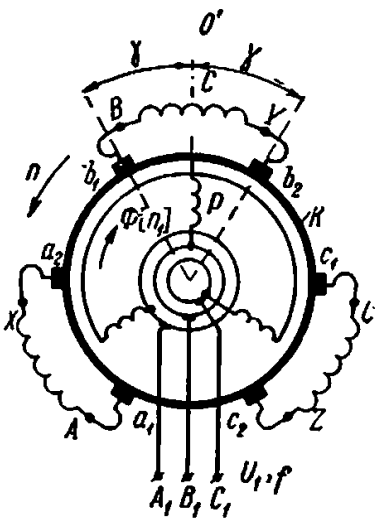


Рис. 29-7. Принципиальная схема двигателя Шраге—Рихтера

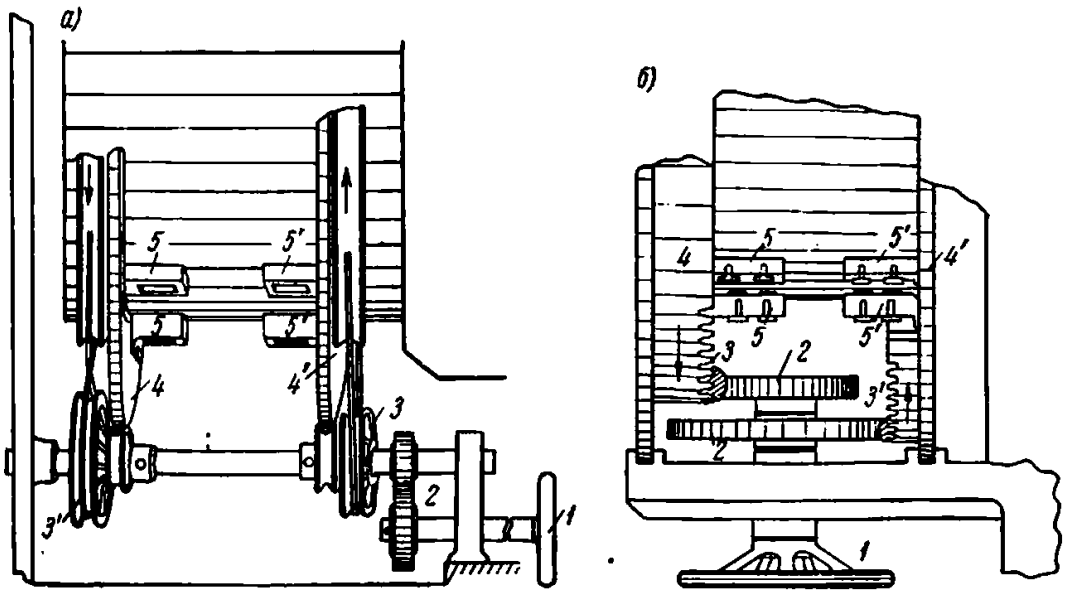


Рис. 29-8. Щеточный аппарат двигателя Шраге—Рихтера

роны так, что угол раствора 2γ между щетками $a_1 - a_2$, $b_1 - b_2$ и $c_1 - c_2$ может уменьшаться до нуля или увеличиваться до определенной величины.

Щеточный аппарат двигателя и его кинематика показаны на рис. 29-8, *а* и *б*. Применяются две основные конструкции механи-

ческой связи щеточных траверс *4—4′*, несущих щетки *5—5′*. В обеих конструкциях траверсы смещаются в противоположные стороны, но в первой из них (рис. 29-8, *а*) вращение маховичка *1* передается траверсам посредством зубчатой передачи *2* и ведущих роликов с тросами *3—3′*, во второй — посредством зубчатого зацепления *3—3′* (рис. 29-8, *б*). Смотря по тому, имеют ли зубчатые зацепления в первой и второй конструкции одинаковые или разные диаметры, щеточные траверсы смещаются относительно некоторого своего исходного положения на одинаковые или разные углы (рис. 29-9, *а*, *б* и *в*). Практика показала, что в двигате-

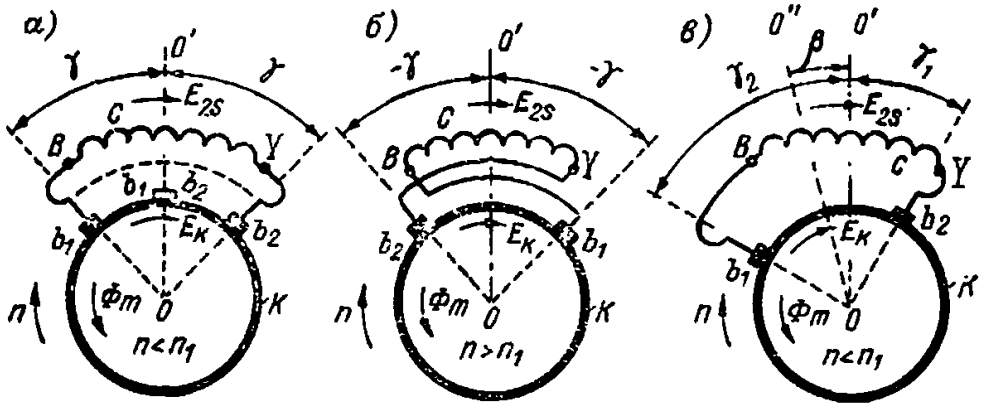


Рис. 29-9. Регулирование скорости и cos φ двигателя Шраге—Рихтера

лях малой мощности зубчатые системы относительно дороги. Поэтому в таких двигателях (например, текстильных) стали применять тросики.

29-8. Регулирование скорости и cos φ двигателя Шраге — Рихтера

А. Регулирование скорости двигателя. За исходное положение щеток на коллекторе примем то, при котором каждая щеточная пара, например пара $b_1—b_2$, располагается по линии, совпадающей с осью OO' обмотки статора C (штриховая линия на рис. 29-9, *а*). В этом случае угол раствора между щетками $2\gamma=0°$, добавочная э. д. с. $E_к$ также равна нулю и двигатель работает как обращенный асинхронный бесколлекторный двигатель, вращаясь по направлению, обратному направлению вращения потока Φ_m.

При смещении щеток $b_1—b_2$ на равные углы γ относительно оси OO' образуется контур $b_1—B—Y—b_2—b_1$ с э. д. с. E_{2s} и $E_к$. Ось участка обмотки K между щетками $b_1—b_2$ зафиксирована в пространстве положением этих щеток Поэтому поток Φ_m перемещается относительно щеток $b_1—b_2$ и, стало быть, относительно участка обмотки между ними с той же скоростью, что и относительно обмотки статора C. В этом случае э. д. с. $E_к$, создаваемая обмоткой K и выводимая на щетки $b_1—b_2$, имеет ту же частоту скольжения $f_2=sf$, что и э д. с. E_{2s} статора. Кроме того,

оси обмоток K и C в данном случае совпадают в пространстве, соответственно чему э. д. с. E_{2s} и $E_к$ совпадают по фазе. Будем считать, что обмотки C и K намотаны в одинаковом направлении. В этом случае э. д. с. E_{2s} и $E_к$ направлены по контуру b_1—B—Y—b_2—b_1 встречно, а это соответствует переходу двигателя на работу в режиме нижесинхронной скорости (см. рис. 29-2, *а*).

Если щеточные траверсы повернуть так, чтобы щетки b_1—b_2 поменялись местами (рис. 29-9, *б*), то э. д. с. E_{2s} и $E_к$ будут действовать по контуру b_2—Y—B—b_1—b_2 согласно и двигатель перейдет на работу в режиме вышесинхронной скорости (рис. 29-2, *в*).

Рассмотрим пределы регулирования скорости двигателя в простейшем случае холостого хода. Согласно формуле (29-18), скольжение при холостом ходе $s_{0к} = \pm E_к/E_2$. В рассматриваемом двигателе э. д. с. $E_к$ создается частью обмотки K, заключенной в угле 2γ. Пусть $w_к$ — число витков обмотки K между двумя соседними щетками какой-нибудь одной траверсы (например, между щетками $b_1 - c_1$ на рис. 29-7), $w_{к\gamma}$ — число витков этой обмотки в угле 2γ, w_2 — число витков в фазе обмотки статора, $k_{об.к}$, $k_{об\gamma}$ и $k_{об\,2}$ — соответствующие этим числам витков обмоточные коэффициенты. Тогда

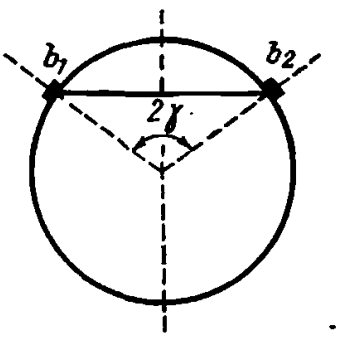


Рис. 29-10. Потенциальный круг обмотки K

$$E_к = \pi\sqrt{2} f_2 w_{к\gamma} k_{об\gamma} \Phi_m;$$

$$E_2 = \pi\sqrt{2} f_2 w_2 k_{об2} \Phi_m.$$

Но из потенциального круга обмотки K (рис. 29-10) имеем:

$$b_1 b_2 = w_{к\gamma} k_{об\gamma} = w_к k_{об.к} \sin\gamma.$$

Следовательно,

$$s_{0к} = \pm \frac{E_к}{E_2} = \frac{w_к k_{об.к}}{w_2 k_{об2}} \sin\gamma. \qquad (29\text{-}22)$$

В последнем выражении знаки «плюс» или «минус» отнесены к знаку угла γ, который нужно считать положительным, если $E_к$ действует навстречу E_{2s}, и отрицательным при согласном действии этих э. д. с.

Так как $s_{0к} = \frac{n_1 - n_0}{n_1}$, где n_0 — скорость ротора при холостом ходе, то

$$n_0 = n_1\left(1 - \frac{w_к k_{об.к}}{w_2 k_{об2}} \sin\gamma\right). \qquad (29\text{-}23)$$

Мы видим, что *скорость n_0 зависит от отношения чисел витков обмоток K и C и угла раствора между щетками γ*. При заданном отношении $\frac{w_к k_{об.к}}{w_2 k_{об2}}$ скорость двигателя будет наименьшей при $\gamma = +90°$ и наибольшей при $\gamma = -90°$. Так, например, при

$$\frac{w_к k_{об.к}}{w_2 k_{об2}} = \frac{1}{2}$$

можно регулировать скорость двигателя в пределах 1 : 3.

Б. Регулирование cos φ двигателя Шраге. При работе двигателя в режиме нижесинхронной скорости он имеет относительно очень низкий cos φ (см. ниже рис. 29-13). Чтобы улучшить cos φ, сдвигают щетки b_1—b_2 на разные углы γ_1 и γ_2 относительно оси OO' так, чтобы ось OO'' обмотки K оказалась смещенной относительно оси OO' обмотки C на угол β по направлению вращения потока Φ_m (рис. 29-9, *в*). В этом случае э. д. с. $E_к$ опережает по фазе э. д. с. E_{2s}, что соответствует положительной компенсации cos φ (рис. 29-3, *а*); но такая компенсация влияет несколько и на скорость двигателя, так как в рассматриваемых нами условиях формула (29-23) принимает вид

$$n_0 = n_1\left(1 - \frac{\omega_к k_{об.к}\cos\alpha}{\omega_2 k_{об2}}\sin\gamma\right). \qquad (29\text{-}24)$$

29-9. Векторные диаграммы двигателя Шраге — Рихтера

Рассмотрим векторные диаграммы этого двигателя для трех режимов работы, а именно для ниже- и вышесинхронной скорости при отсутствии компенсирующего эффекта и для нижесин-

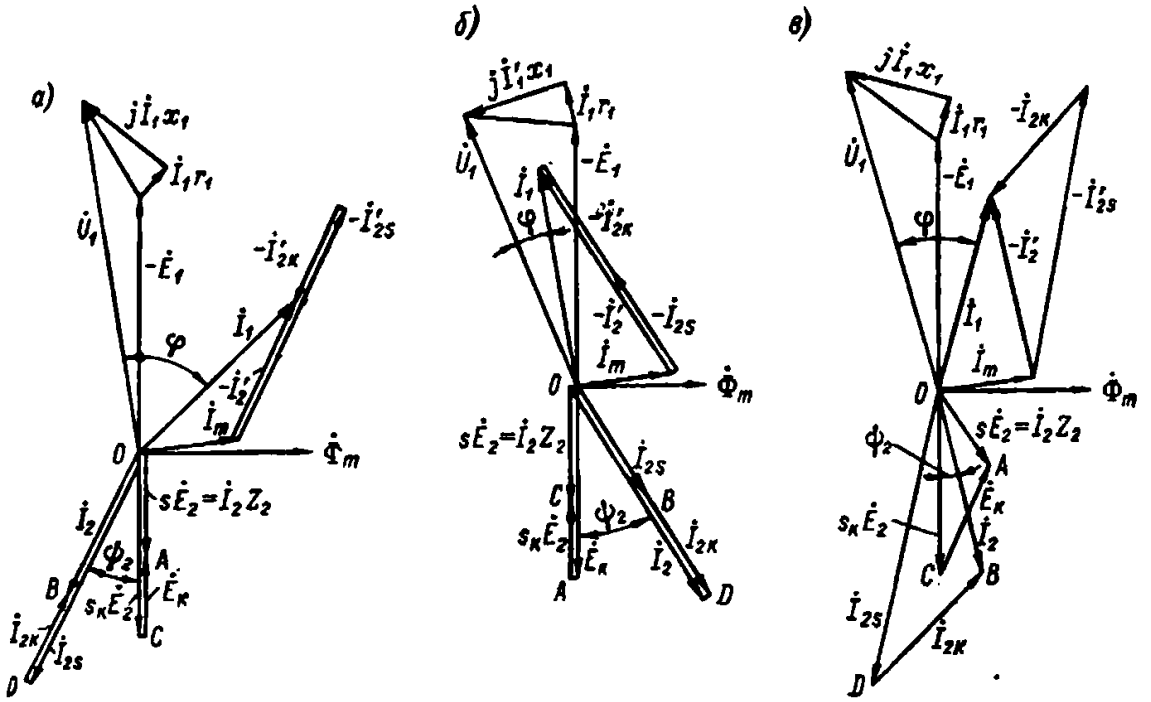


Рис. 29-11. Векторные диаграммы двигателя Шраге—Рихтера: *а* — при $n<n_1$; *б* — при $n>n_1$; *в* — при $n>n_1$ с компенсацией cos φ

хронной скорости с одновременной компенсацией cos φ. На рис. 29-11, *а* построена векторная диаграмма для нижесинхронной скорости. Здесь $\overline{OA}=s\dot{E}_2$ — основная э. д. с., индуктируемая потоком Φ_m во вторичном контуре двигателя (в статоре C) в отсутствие добавочной э. д. с.; $\overline{CA}=\dot{E}_к$ — добавочная э. д. с., направленная навстречу основной э. д. с.; $\overline{OC}=s_к\dot{E}_2$ — э. д. с. при скольже-

нии $s_к$; $\overline{OB}=\dot{I}_2$ — вторичный ток двигателя, соответствующий основной э. д. с.; $\overline{DB}=\dot{I}_{2к}$ и $\overline{OD}=I_{2s}$ — два фиктивных тока, из которых первый соответствует э. д. с. $\dot{E}_к$, а второй — э. д. с. $s_к\dot{E}_2$. Н. с. вторичного контура представляет собой арифметическую разность н. с. обмоток статора и добавочной обмотки на роторе. Если $\dot{I}_2'$ — вторичный ток, приведенный к первичной обмотке, то

$$m_1w_1k_{об1}\dot{I}_2'=m_2w_2k_{об2}\dot{I}_2-m_2w_{kγ}k_{обγ}\dot{I}_2$$

или

$$\dot{I}_2'=\dot{I}_{2s}'+\dot{I}_{2к}', \qquad (29\text{-}25)$$

где

$$\dot{I}_{2s}'=\frac{m_2w_2k_{об2}}{m_1w_1k_{об1}}\dot{I}_2 \quad \text{и} \quad \dot{I}_{2к}'=\frac{m_2w_{kγ}k_{обγ}}{m_1w_1k_{об1}}\dot{I}_2.$$

Следовательно,

$$\dot{I}_1=\dot{I}_m+(-\dot{I}_2')=\dot{I}_m+(-\dot{I}_{2s}')+(+\dot{I}_{2к}')$$

и соответственно

$$\dot{U}_1=-\dot{E}_1+\dot{I}_1r_1+j\dot{I}_1x_1.$$

На рис. 29-11, *б* построена векторная диаграмма для вышесинхронной скорости. Так как в этом случае э. д. с. $\dot{E}_{2s}=s\dot{E}_2$ и $\dot{E}_к$ действуют согласно, то н. с. вторичного контура выражается суммой н. с. обмотки статора и добавочной обмотки. По аналогии с формулой (29-25) имеем:

$$\dot{I}_2'=\dot{I}_{2s}'+\dot{I}_{2к}'. \qquad (29\text{-}26)$$

При вышесинхронной скорости скольжение s отрицательно. Поэтому ток $\dot{I}_2$ опережает э. д. с. $s\dot{E}_2$ на угол

$$\psi_2=\operatorname{arctg}\left(-\frac{x_2s_к}{r_2}\right),$$

и двигатель работает при значительно улучшенном значении $\cos\varphi$ по сравнению с режимом нижесинхронной скорости.

На рис. 29-11, *в* построена также векторная диаграмма двигателя для нижесинхронной скорости с одновременной компенсацией $\cos\varphi$. В этом случае н. с. вторичного контура представляет собой геометрическую сумму н. с., создаваемых токами $\dot{I}_{2s}'$ и $\dot{I}_{2к}'$, т. е.

$$\dot{I}_2'=\dot{I}_{2s}'+\dot{I}_{2к}'.$$

Из графика видно, что $\cos\varphi$ двигателя, работающего при нижесинхронной скорости, может быть существенно улучшен по сравнению с режимом без компенсации $\cos\varphi$.

29-10. Характеристики двигателя Шраге—Рихтера

Так как при $U_1=\text{const}$ и $f=\text{const}$ основной поток $\Phi_m\approx\text{const}$, то при заданном угле раствора 2γ между щетками механическая характеристика двигателя $n=f(M)$ становится жесткой. На рис. 29-12 даны кривые, выражающие эту зависимость для трех значений угла 2γ. Из кривых следует, что двигатель при предельных значениях 2γ (нижняя и верхняя кривые) имеет относительно повышенные изменения скорости; это объясняется тем, что сопротивление вторичного контура машины при этих режимах увеличивается по сравнению с сопротивлением в асинхронном режиме, т. е. при $2\gamma=0$. На рис. 29-13 даны характеристики $\cos\varphi=f(M)$ для тех же значений 2γ. Для нижней ступени скорости дана кривая $\cos\varphi=f(M)$ при условии его компенсации.

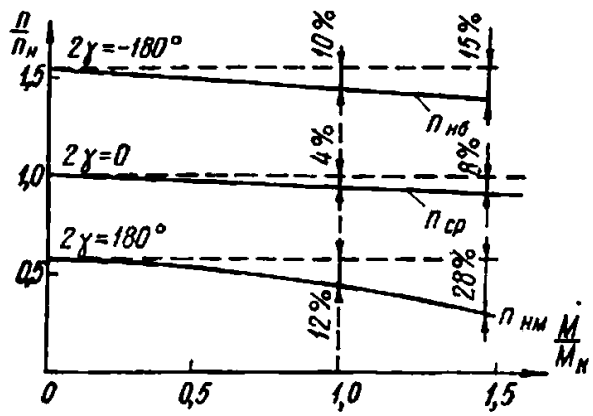


Рис. 29-12. Кривые $n=f(M)$ двигателя Шраге—Рихтера при $\gamma=\text{var}$

Опрокидывающий момент двигателя с регулированием скорости в пределах 3 : 1 относительно велик: при наибольшей скорости $M_{max}/M_н\approx5{,}5$; при средней скорости $M_{max}/M_н\approx2{,}8$ и при наименьшей $M_{max}/M_н\approx2$.

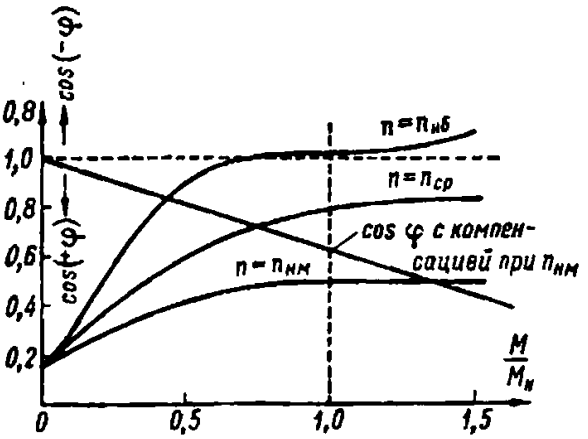


Рис. 29-13. Кривые $\cos\varphi=f(M)$ двигателя Шраге—Рихтера при $\gamma=\text{var}$ и $\beta=\text{var}$

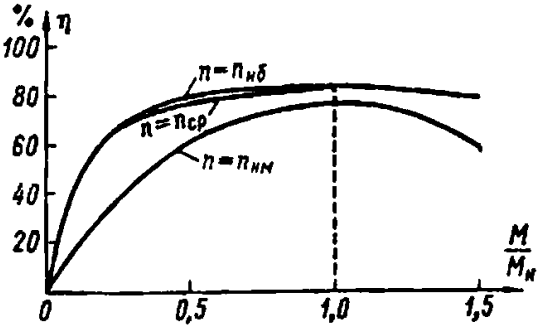


Рис. 29-14. Кривые $\eta=f(M)$ двигателя Шраге—Рихтера при $\gamma=\text{var}$

На рис. 29-14 изображены кривые к. п. д. $\eta=f(M)$. Кривая наибольших значений к. п. д. соответствует верхней скоростной характеристике, а наименьших — нижней характеристике, хотя в режиме первой характеристики механические потери и потери в меди первичной обмотки больше. Это повышение к. п. д. объясняется увеличением мощности, развиваемой двигателем при боль-

ших скоростях, так как его мощность на валу при $M=\text{const}$ (нормальное условие работы двигателя) растет прямо пропорционально скорости.

Пусковые характеристики двигателя относительно благоприятны. В особом пусковом реостате нет надобности, так как его роль выполняет добавочная э. д. с. $E_к$, которая при пуске двигателя в ход должна быть направлена навстречу основной э. д. с. В этом случае пусковой ток во вторичном контуре $I_{2п}=\frac{E_2-E_{2к}}{z_2}$ и может быть ограничен в зависимости от соотношения между E_2 и $E_{2к}$.

На рис. 29-15 изображены кривые изменения пускового момента и пускового тока двигателя с регулированием скорости в зависимости от угла раствора щеток 2γ. Мы видим, что при $2\gamma=180°$ пусковой момент относительно велик ($M_п\approx 2{,}2\ M_н$) при сильно ограниченном пусковом токе ($I_п\approx 1{,}6\ I_н$).

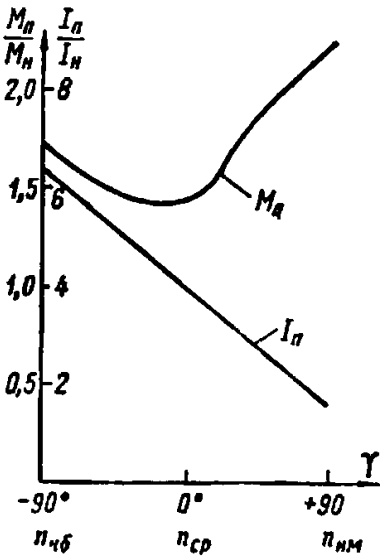


Рис. 29-15. Зависимость $M_п$ и $I_п=f(\gamma)$

Существенный недостаток двигателя Шраге — Рихтера состоит в подводе питания со стороны ротора через систему колец и щеток. Опыт показывает, что такая система работает надежно лишь в том случае, если подводимое к двигателю напряжение $U_1\leqslant 500$ *в*. С другой стороны, условия коммутации двигателя таковы, что мощность двигателя, приходящаяся на одну пару полюсов, ограничена пределами 20—30 *ква* · *а* при 50 *гц*. Но, применяя двукратнозамкнутую обмотку (см. ч. I, § 3-13), эти пределы можно заметно расширить. В соответствии с этим двигатели данного типа выполняются главным образом как двигатели малой мощности, хотя в отдельных единицах выполнены на мощности порядка 250—500 *квт*.

Двигатели Шраге — Рихтера получили значительное распространение в ряде отраслей промышленности — текстильной, писчебумажной, полиграфической и др.

Пример. Рассчитаем параметры и построим круговые диаграммы шунтового коллекторного двигателя с питанием через ротор (тип Шраге—Рихтера).

Исходные данные: двигатель открытого исполнения (рис. 29-16) с регулированием скорости от 500 до 1400 *об/мин*. Напряжение сети $U_1=220/380$ *в*, частота $f=50$ *гц*. В пределах изменения скорости от 50 до 140% синхронный момент на валу остается постоянным. Зависимости мощности и других данных от скорости представлены в табл. 29-1. Число полюсов двигателя $2p=6$, внешний диаметр статорной стали $D_a=370$ *мм*, диаметр расточки статора $D_i=290$ *мм*, полюсное деление $\tau=151$ *мм*, длина активной стали $l=190$ *мм*, число пазов ротора $z_1=36$, число последовательно соединенных витков первичной обмотки ротора $w_a=116$, число пазов на полюс и фазу $q_a=2$, шаг обмотки по пазам 1—6, относительный шаг обмотки ротора $\beta_a=5/6=0{,}833$.

Пазы ротора (форма паза по рис. 29-17, *а*): $h_1=26{,}15$ *мм*, $h_2=10{,}0$ *мм*, $h_3=7{,}65$ *мм*, $h_4=1{,}0$ *мм*, $b_1=9$ *мм*, $b_2=14$ *мм*, $b''_2=15{,}3$ *мм*, $b_3=3{,}3$ *мм*; обмоточные коэффициенты ротора $k_{pa}=0{,}966$, $k_{ya}=0{,}966$, $k_a=0{,}936$.

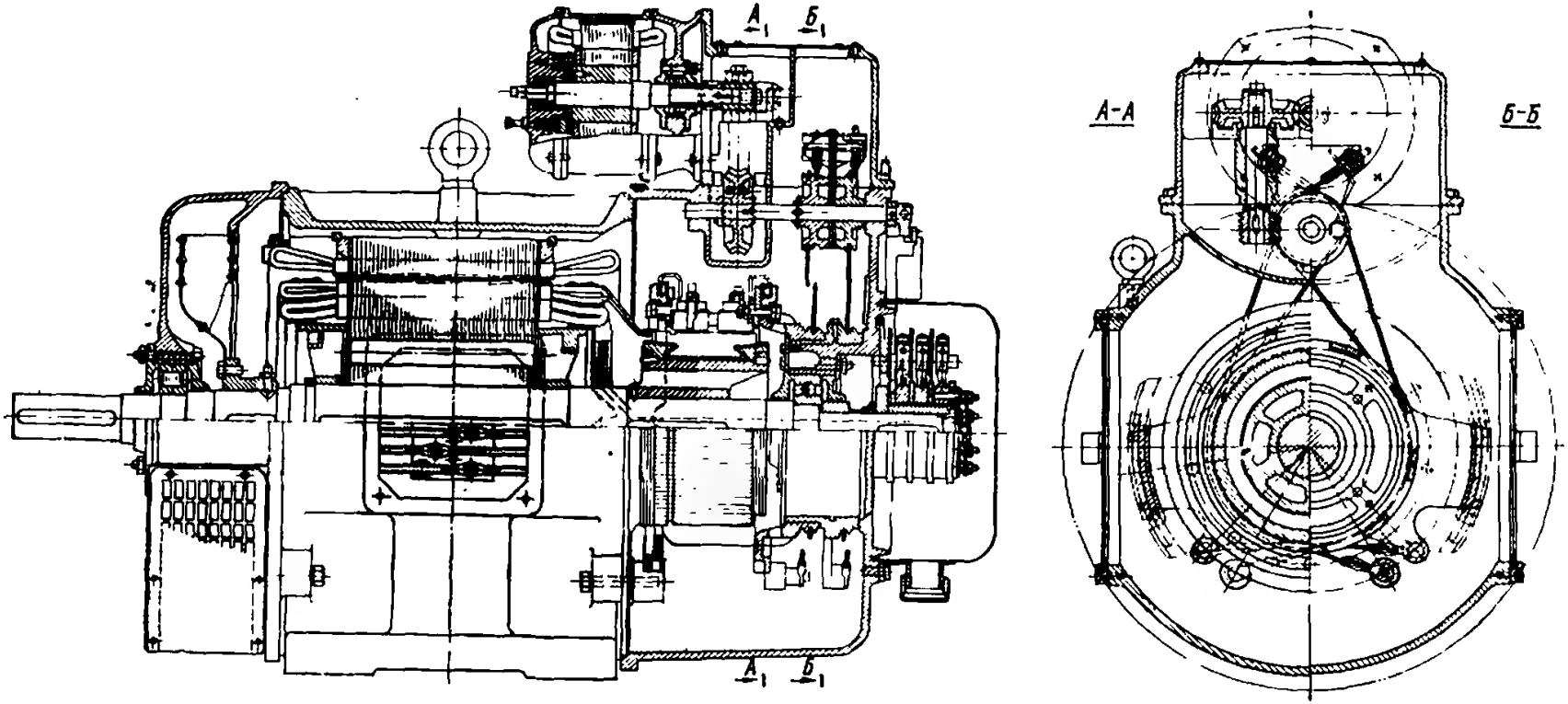


Рис. 29-16. Разрез коллекторного двигателя Шраге—Рихтера

Таблица 29-1

Параметр	Режим работы		
	вышесинхронный	асинхронный	нижесинхронный
Скорость вращения, *об/мин*	1400	920	500
Мощность, *квт*	12,0	7,7	4,3
Первичный ток I_1, *а*	22,7	17,0	15,3
Вторичный » I_2, *а*	56,2	56,4	63,2
К. п. д., %	80,3	85,0	74,0
cos φ	~1,0	0,815	0,575
Скольжение, %	7	8	18
Угол раствора щеток, *град*	76°	0	—48°30′

Таблица 29-2

Расчетная величина	Режим работы		
	вышесинхронный, $\gamma = -76°$, $\beta = 0$	асинхронный, $\gamma = 0$, $\beta = 0$	нижесинхронный, $\gamma = 48,5°$ $\beta = 0$
Первичная обмотка:			
$\lambda_{па1}$	2,35	2,35	2,35
$\lambda_{па2}$	—0,38	0	0,75
$\lambda_{па}$	1,97	2,35	3,10
$\lambda_{ла}$	0,68	0,68	0,68
$\lambda_{да}$	1,085	1,65	2,76
$\Sigma\lambda$	3,74	4,68	6,54
x_a	1,27	1,58	2,21
r_a	0,287	0,287	0,287
Регулирующая обмотка:			
$\lambda_{пс1}$	1,01	—	1,01
$\lambda_{пс2}$	—3,22	—	1,63
$\lambda_{пс}$	—2,21	—	2,64
$\lambda_{лс}$	0,68	—	0,68
$\lambda_{дс}$	3,17	—	4,09
$\Sigma\lambda$	—4,71	—	7,41
x_c	—0,0485	0	0,0312
r_c	0,0232	0	0,0148
Сопротивление щеточного контакта:	0,0285	0,0284	0,0253
$\lambda_{пd}$	—	1,34	—
$\lambda_{лd}$	—	1,13	—
$\lambda_{дd}$	—	1,24	—
$\Sigma\lambda$	—	3,71	—
x_d	—	0,055	—
r_d	—	0,0254	—

Таблица 29-3

Расчетная величина	Режим работы			
	вышесинхронный, $\gamma = -76°$, $\beta = 0$	асинхронный, $\gamma = 0$ $\beta = 0$	нижесинхронный, $\gamma = +48{,}5°$, $\beta = 0$	нижесинхронный с компенсацией, $\gamma = +48{,}5°$ $\beta = 8°$
	$s = 1{,}0$			
r_1	0,287	0,287	0,287	0,287
x_1	1,25	1,58	2,21	2,21
r_2	0,0538	0,0538	0,0538	0,0538
x_d	0,055	0,055	0,055	0,055
x_c	—0,0485	0	0,0312	0,0312
$x_2 = x_d s + x_c$	0,0065	0,055	0,0862	0,0862
σ_1	1,05	1,065	1,09	1,09
σ_2'	1,10	1,14	1,19	1,19
$r_1' = r_1\sigma_1$	0,301	0,306	0,313	0,313
$x_1' + x_1\sigma_1$	1,32	1,68	2,41	2,41
$r_2' = r_2\sigma_1^2$	0,0847	0,0614	0,078	0,078
$x_2' = x_2\sigma_1^2$	0,00715	0,0626	0,1025	0,1025
$r_{2k}' = \dfrac{m_{12}k_{ad}^2 r_2'}{(k_{cd}+1)^2}$	0,534	0,900	3,20	3,20
$x_{2k}' = \dfrac{m_{12}k_{ad}^2 x_2'}{(k_{cd}+1)^2}$	0,045	0,919	4,20	4,20
$r_{n1} = r_1' + r_{2k}'$	0,835	1,206	3,513	3,513
$x_{n1} = x_1' + x_{2k}'$	1,365	2,605	6,610	6,610
$z_{n1} = \sqrt{r_{n1}^2 + x_{n1}^2}$	1,60	2,88	7,48	7,48
$\cos\varphi_{n1} = r_{n1}/z_{n1}$	0,522	0,419	0,470	0,470
$I_{n1} = U_1/z_{n1}$	137,5	76,4	29,5	29,5
	$s = 0$			
r_1	0,287	0,287	0,287	0,287
x_1	1,25	1,58	2,21	2,21
r_2	0,0538	0,0538	0,0538	0,0538
x_d	0,055	0,055	0,055	0,055
x_c	—0,0485	0	0,0312	0,0312
$x_2 = x_d s + x_c$	—0,0485	0	0,0312	0,0312
σ_1	1,05	1,065	1,09	1,09
σ_1^2	1,10	1,14	1,19	1,19
$r_1' = r_1\sigma_1$	0,301	0,306	0,313	0,313
$x_1' = x_1\sigma_1$	1,32	1,68	2,41	2,41
$r_2' = r_2\sigma_1^2$	0,0847	0,0614	0,078	0,078
$x_2' = x_2\sigma_1^2$	—0,0534	0	0,037	0,037

Расчетная величина	Режим работы			
	вышесинхронный, $\nu = -76°$, $\beta = 0$	асинхронный, $\nu = 0$, $\beta = 0$	нижесинхронный, $\nu = +48{,}5°$, $\beta = 0$	нижесинхронный с компенсацией, $\nu = +48{,}5°$, $\beta = 8°$
$r'_{2k} = \dfrac{m_{12}k_{ad}^2\left[r'_2\left(k_{cd}+1\right)-x'_2\sin\beta\right]}{k_{cd}\left(k_{cd}+1\right)^2}$	1,56	∞	—4,74	—4,20
$x'_{2k} = \dfrac{m_{12}k_{ad}^2\left[x'_2\left(k_{cd}+1\right)+r'_2\sin\beta\right]}{\left(k_{cd}\left(k_{cd}+1\right)^2\right.}$	—0,98	0	—2,24	—3,33
$r_{n0} = r'_1 + r'_{2k}$	1,86	∞	—4,43	—3,89
$x_{n0} = x'_1 + x'_{2k}$	—0,34	1,68	0,17	—0,92
$z_{n0} = \sqrt{r_{n0}^2 + x_{n0}^2}$	1,89	∞	4,44	4,00
$\cos\varphi_{n0} = r_{n0}/z_{n0}$	0,985	1,0	0,999	0,972
I_{n0}	116	0	49,6	55,0
$s = \pm\infty$				
r_1	0,287	0,287	0,287	0,287
x_1	1,25	1,58	2,21	2,21
r_2	0,0538	0,0538	0,0538	0,0538
x_d	0,055	0,055	0,055	0,055
x_e	—0,0485	0	0,0312	0,0312
x_2	0,055	0,055	0,055	0,055
σ_1	1,05	1,065	1,09	1,09
σ_1^2	1,10	1,14	1,19	1,19
$r'_1 = r_1\sigma_1$	0,301	0,306	0,313	0,313
$x'_1 = x_1\sigma_1$	1,32	1,68	2,41	2,41
$r'_2 = r_2\sigma_1^2$	0,0847	0,0614	0,078	0,078
$x'_2 = x_2\sigma_1^2$	0,0605	0,0627	0,0655	0,0655
$r'_{2k} = \dfrac{m_{12}k_{ad}^2k_{cd}\sin\beta\,x'_2}{\left(k_{cd}+1\right)^2}$	0	0	0	0,150
$x'_{2k} = \dfrac{m_{12}k_{ad}^2x'_2}{k_{cd}+1}$	0,585	0,919	1,60	1,60
$r_{n\infty} = r'_1 + r'_{2k}$	0,301	0,306	0,313	0,463
$x_{n\infty} = x'_1 + x'_{2k}$	1,905	2,60	4,01	4,01
$z_{n\infty} = \sqrt{r_{n\infty}^2 + x_{n\infty}^2}$	1,93	2,62	4,02	4,04
$\cos\varphi_{n\infty} = r_{n\infty}/z_{n\infty}$	0,156	0,117	0,073	0,114
$I_{n\infty}$	114,0	84,0	54,7	54,5

В одном пазу с первичной обмоткой ротора находится регулирующая обмотка с числом последовательно соединенных витков $w_c=16$ при $q_c=2$, шаге 1—6, $\beta_c=0{,}833$ и обмоточных коэффициентах $k_{pc}=0{,}960$, $k_{yc}=0{,}966$, $k_c=0{,}927$.

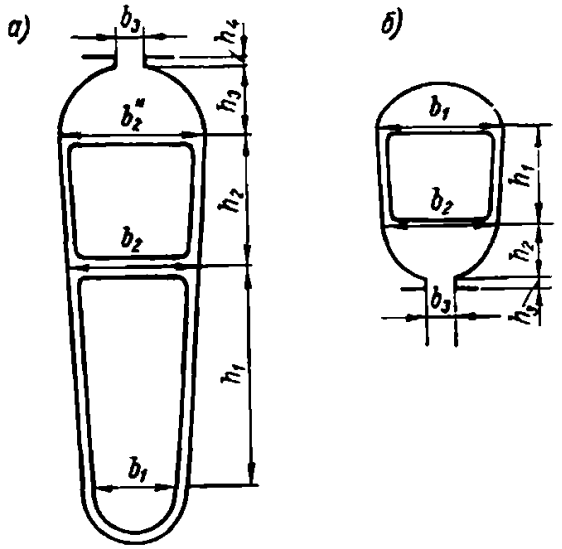


Рис. 29-17. Пазы ротора и статора коллекторного двигателя Шраге—Рихтера

Число пазов статора $z_2=54$, число пазов на полюс и фазу $q_d=3$, число последовательно соединенных витков $w_d=30$, шаг обмотки статора по пазам 1—9, $\beta_d=0{,}889$. обмоточные коэффициенты $k_{pd}=0{,}960$, $k_{yd}=0{,}985$, $k_d=0{,}945$. Размеры паза статора (рис. 29-17, *б*): $h_1=8{,}5$ *мм*, $h_2=5{,}9$ *мм*, $h_3=1{,}0$ *мм*, $b_1=12{,}8$ *мм*, $b_2=11{,}8$ *мм*, $b_3=3{,}2$ *мм*.

Параметры обмоток двигателя в различных режимах.

Проводимость пазов роторной части первичной обмотки

$$\lambda_{па}=\lambda_{па1}+\lambda_{па2};$$

$$\lambda_{па1}=\left[\frac{2h_1}{3(b_1+b_2)}+\frac{1}{2}0{,}66+\frac{2h_2}{b_2+b_2^{\cdot}}+\frac{2h_3\cdot 0{,}75}{b_2^{\cdot}+b_3}+\frac{h_4}{b_3}\right]\times\frac{3\beta_a+1}{4}=2{,}68\cdot 0{,}875=2{,}35;$$

$$\lambda_{па2}=\left[\frac{1}{2}\frac{2h_1}{b_2+b_2^{\cdot}}+\frac{2h_3\cdot 0{,}75}{b_2^{\cdot}+b_3}+\frac{h_4}{b_3}\right]\frac{3\beta_a+1}{4}\times$$

$$\times\frac{\omega_c\frac{2}{\pi}\sin\gamma}{\omega_d k_d+\omega_c\frac{2}{\pi}\sin\gamma}=1{,}253\cdot 0{,}875\frac{15{,}3\sin\gamma}{28{,}4+15{,}3\sin\gamma}=1{,}1\frac{15{,}3\sin\gamma}{28{,}4+15{,}3\sin\gamma}.$$

Проводимость лобовой части

$$\lambda_{ла}=0{,}75\frac{\tau q_a}{l}\frac{3\beta_a-1}{2}=0{,}68.$$

Проводимость дифференциального рассеяния

$$\lambda_{да}=\frac{m_1 q_a k_c^2\tau}{\pi^2\delta k_\mu k_\delta}k_\lambda\left(1-\frac{\omega_c\frac{2}{\pi}\sin\gamma}{\omega_d k_d+\omega_c\frac{2}{\pi}\sin\gamma}\right)=\frac{3\cdot 2\cdot 0{,}935^2\cdot 15{,}1}{\pi^2\cdot 0{,}065\cdot 1{,}59\cdot 1{,}1}\times$$

$$\times 0{,}023\left(1-\frac{15{,}3\sin\gamma}{28{,}4+15{,}3\sin\gamma}\right)=1{,}65\frac{28{,}4}{28{,}4+15{,}3\sin\gamma}.$$

Проводимость пазовой части регулирующей обмотки

$$\lambda_{пс}=\lambda_{пс1}+\lambda_{пс2},$$

$$\lambda_{пс1}=\left[\frac{2h_2}{3\left(b_2+b_2^{\cdot}\right)}+\frac{2h_3\cdot 0{,}75}{b_2^{\cdot}+b_3}+\frac{h_4}{b_3}\right]\frac{3\beta_c+1}{4}=1{,}152\cdot 0{,}875=1{,}01;$$

$$\lambda_{nc2} = \left[\frac{2h_2}{2\left[b_2 + b_2''\right]} + \frac{2h_3 \cdot 0{,}75}{b_2'' + b_3} + \frac{h_4}{b_3}\right] \frac{3\beta_c + 1}{4} \frac{w_d k_d + w_c \frac{2}{\pi} \sin\gamma}{w_d k_d} =$$

$$= 1{,}152 \cdot 0{,}875 \frac{28{,}4 + 14{,}8 \sin\gamma}{28{,}4}.$$

Проводимость лобовой части

$$\lambda_{лс} = \lambda_{ла} = 0{,}68.$$

Проводимость дифференциального рассеяния

$$\lambda_{дс} = \frac{m_1 q_a k_a^2 \tau}{\pi^2 \delta k_\mu k_\delta} k_д \left(1 - \frac{w_d k_d + w_c \frac{2}{\pi} \sin\gamma}{w_c \frac{2}{\pi} \sin\gamma}\right) = 1{,}65 \frac{28{,}4}{15{,}3 \sin\gamma}.$$

Проводимость пазовой части главной вторичной обмотки

$$\lambda_{nd} = \left[\frac{2h_1}{3(b_1 + b_2)} + \frac{1}{2} 0{,}66 + \frac{2h_2 \cdot 0{,}75}{(b_2 + b_3)} + \frac{h_3}{b_3}\right] \frac{3\beta_d + 1}{4} = 1{,}53 \cdot 0{,}875 = 1{,}34.$$

Проводимость лобовой части

$$\lambda_{лd} = 0{,}57 \frac{\tau q_d}{l} \frac{3\beta_d - 1}{2} =$$

$$= 1{,}505 \cdot 0{,}75 = 1{,}13.$$

Проводимость дифференциального рассеяния

$$\lambda_{дd} = \frac{m_2 q_d k_d^2 \tau}{\pi^2 \delta k_\delta k_\mu} k_д = 1{,}24.$$

Индуктивное сопротивление

$$x_m = \frac{U_ф - I_1 r_1}{I_m} =$$

$$= \frac{220 - 17{,}2 \cdot 0{,}287}{8{,}86} = 24{,}3 \text{ ом},$$

где

$$I_m = 2 \frac{1{,}11 p F_\Sigma}{m w_a k_a} =$$

$$= \frac{2 \cdot 1{,}11 \cdot 3 \cdot 423{,}7}{3 \cdot 116 \cdot 0{,}935} = 8{,}86 \text{ а}.$$

Коэффициент рассеяния

$$\sigma_1 = 1 + \frac{x_1}{x_m} = 1 + \frac{x_1}{24{,}3}.$$

Расчетные значения проводимостей и сопротивлений обмоток двигателя приведены в табл. 29-2. Данные расчета параметров круговой диаграммы двигателя

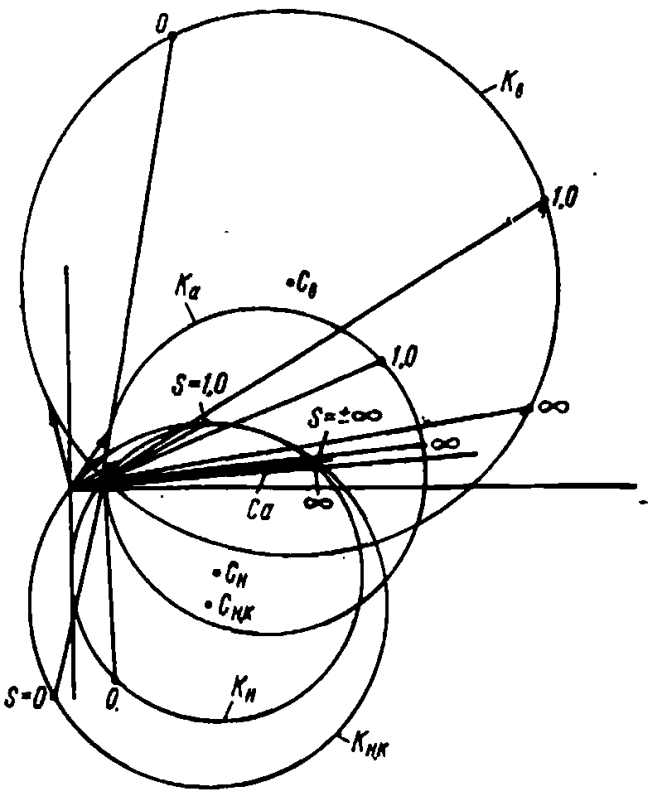


Рис. 29-18. Круговые диаграммы по расчетному примеру коллекторного двигателя Шраге—Рихтера при вышесинхронной ($K_в$), асинхронной ($K_а$), нижесинхронной ($K_н$) скоростях вращения и нижесинхронной скорости с компенсацией ($K_{н.к}$)

Основные показатели работы двигателя: при вышесинхронном режиме $P=12$ квт, $I=22{,}7$ а, $\cos\varphi=0{,}966$; при асинхронном $P=7{,}7$ квт, $I=17$ а, $\cos\varphi=0{,}815$; при нижесинхронном $P=4{,}3$ квт, $I=15{,}3$ а, $\cos\varphi=0{,}46$; при нижесинхронном с компенсацией $P=4{,}3$ квт, $\cos\varphi=0{,}655$

для точек $s=1{,}0$, $s=0$ и $s=\pm\infty$ в вышесинхронном, асинхронном и нижесинхронном режиме (с $\beta=0$ и $\beta=8^{\circ}$) приведены в табл. 29-3. По этим данным на рис. 29-18 построены круговые диаграммы: для вышесинхронной (окружность $K_в$), нижесинхронной скорости без компенсации ($K_п$) и с компенсацией ($K_{п.к}$) и для скорости вращения при асинхронном режиме работы двигателя ($K_а$).

Из рассмотрения круговых диаграмм рис. 29-18 можно видеть, что при вышесинхронной скорости реактивная составляющая тока начинает по сравнению с током холостого хода уменьшаться и поэтому двигатель имеет под нагрузкой весьма высокий $\cos\varphi$, близкий к единице.

При нижесинхронной скорости, наоборот, реактивная составляющая тока начинает возрастать и поэтому $\cos\varphi$ имеет относительно низкую величину. В этом случае $\cos\varphi$ может быть улучшен введением компенсирующего напряжения, вследствие чего при холостом ходе двигатель имеет $\cos\varphi\approx 1$, а под нагрузкой — повышенное значение $\cos\varphi$.

Коллекторные двигатели со статорным питанием имеют основную обмотку на статоре, а добавочное напряжение $E'_{2к}$ может быть подано как от дополнительной обмотки на статоре, так и от потенциального регулятора. Интересным типом является коллекторный двигатель фирмы «АЕГ», у которого добавочное напряжение получается одновременно как от дополнительной обмотки на статоре, так и от небольшого потенциального регулятора [255].

29-11. Трехфазные коллекторные двигатели последовательного возбуждения. Схемы и принцип действия двигателей [236, 237, 240]

На рис. 29-19 изображена принципиальная схема трехфазного коллекторного двигателя последовательного возбуждения. Двигатель имеет две обмотки: одна C с числом витков w_1 расположена на статоре и выполнена по типу трехфазных обмоток переменного тока, а другая P с числом витков w_2 расположена на роторе и выполнена по типу обмоток постоянного тока с коллектором. Для большей простоты изложения заменяем обмотку ротора, соединенную треугольником, эквивалентной ей обмоткой, соединенной звездой. В простейшем случае двигатель может не иметь промежуточного трансформатора; в этом случае концы фаз статорной обмотки присоединяются с одной стороны к щеткам a—b—c, а с другой — к внешним зажимам A—B—C. Траверса, несущая систему щеток, при помощи зубчатой передачи *1* и маховичка *2* (рис. 29-20) может быть смещена в ту или другую сторону на произвольный угол ρ. Так как все фазные обмотки симметричны, то в дальнейшем будем изображать только какую-нибудь одну фазу, например B—b.

При совпадении осей обмоток статора и ротора, когда, следовательно, угол сдвига между ними $\rho=0$, получается положение холостого хода (рис. 29-21, *а*). В этом случае двигатель имеет в каждой фазе наибольшее возможное эквивалентное число витков, поэтому результирующий магнитный поток

$$\Phi_m \approx \frac{U_1}{\pi\sqrt{2}\,(w_1 k_{об\,1} + w_2 k_{об\,2})\,f} \qquad (29\text{-}27)$$

имеет наименьшее значение. Здесь w_1 и w_2 — числа витков обмоток статора и ротора, $k_{об1}$ и $k_{об2}$ — обмоточные коэффициенты.

Если мы повернем щетки из положения холостого хода на угол $\rho=180°$, то получится положение короткого замыкания (рис. 29-21, *в*). В этом случае обмотки статора и ротора как бы

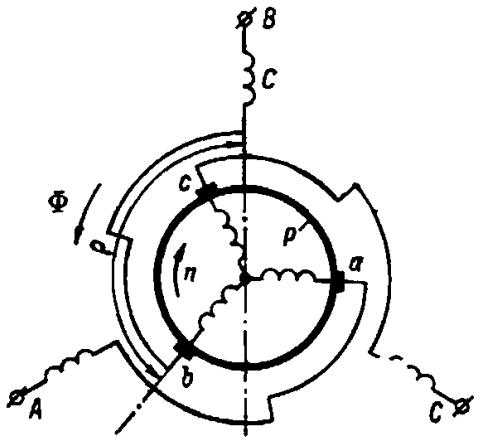


Рис. 29-19. Принципиальная схема трехфазного коллекторного двигателя последовательного возбуждения

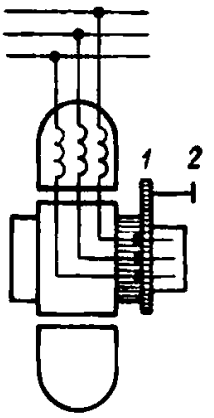


Рис. 29-20. Приспособление для перемещения щеточной системы трехфазного коллекторного двигателя последовательного возбуждения

свернуты бифилярно, поэтому эквивалентное число витков каждой фазы равно разности действующих витков статора и ротора, соответственно чему магнитный поток имеет наибольшее значение:

$$\Phi_m \approx \frac{U_1}{\pi \sqrt{2}\,(w_1 k_{об\,1} - w_2 k_{об\,2})\,f}. \qquad (29\text{-}28)$$

В положении холостого хода н. с. F_1 и F_2, образованные током I, текущим по обмоткам статора и ротора, действуют согласно

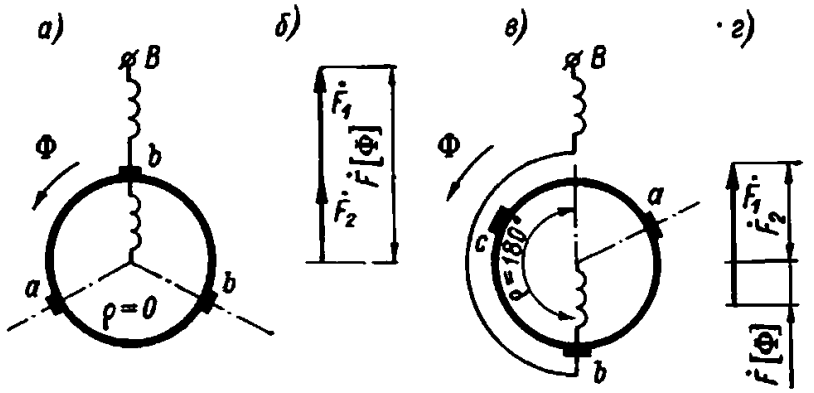


Рис. 29-21. Положение щеток трехфазного двигателя последовательного возбуждения: *а* — при холостом ходе; *б* — при коротком замыкании

и, следовательно, результирующая н. с. $\dot{F}=\dot{F}_1+\dot{F}_2$ (рис. 29-21, *б*). Наоборот, в положении короткого замыкания н. с. F_1 и F_2 действуют встречно и, следовательно, $\dot{F}=\dot{F}_1-F_2$ (рис. 29-21, *г*).

В первом случае ось потока Φ_m, создаваемого результирующей н. с. F, совпадает с осью н. с. ротора F_2, во втором случае эти оси направлены в противоположные стороны. Поэтому в обоих случаях вращающий момент двигателя $M=0$, так как для создания момента на валу необходимо, чтобы между осью потока Φ_m и осью н. с. ротора F_2 был некоторый пространственный угол сдвига α.

Чтобы создать этот угол, сдвинем щетки из положения холостого хода на угол ρ в каком-нибудь направлении, например по направлению вращения потока Φ_m (рис. 29-19). В этом случае пространственная векторная диаграмма н. с. статора и ротора приобретает вид, показанный на рис. 29-22. Результирующая н. с. двигателя представляет собой геометрическую сумму н. с. $\dot{F}_1$ и $\dot{F}_2$, т. е. $\dot{F}=\dot{F}_1+\dot{F}_2$. Н. с. $\dot{F}$ создает поток $\dot{\Phi}_m$, сдвинутый относительно н. с. $\dot{F}_2$ на угол α.

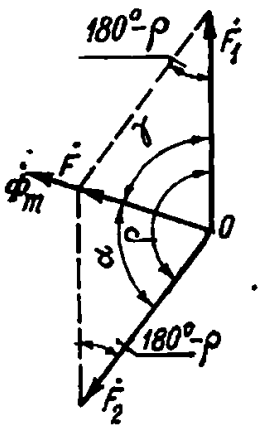


Рис. 29-22. Диаграмма н. с. трехфазного двигателя последовательного возбуждения

Направление вращения ротора зависит от того, в какую сторону мы сдвигаем щетки от их положения при холостом ходе. По общему правилу ось обмотки ротора стремится к совпадению с осью обмотки статора, так как при этом поток, пронизывающий обмотку ротора, достигает максимума. Следовательно, при сдвиге щеток против направления вращения потока Φ_m ротор будет вращаться согласно с потоком, при сдвиге же щеток по направлению вращения потока ротор будет вращаться против потока. Этим может быть достигнуто реверсирование двигателя. Но при этом не следует забывать, что при вращении ротора против поля растут потери в стали соответственно частоте $f_2=p(n_1+n)$ и соответственно той же частоте увеличивается трансформаторная э. д. с. в секциях, короткозамкнутых щеткой. Поэтому нормальным считается направление вращения ротора по направлению вращения потока, что одновременно приводит к уменьшению потерь в стали и улучшению коммутационных условий.

29-12. Основные уравнения трехфазного коллекторного двигателя последовательного возбуждения

Приложенное к зажимам первичной статорной обмотки напряжение

$$\dot{U}_1 = \dot{I}(z_1 + z_2) - \dot{E}_1 - \dot{E}_2,$$

где z_1 и z_2 означают полные сопротивления обмоток статора и ротора с числами витков w_1 и w_2, а $\dot{E}_1$ и $\dot{E}_2$ представляют собой э. д. с., индуктированные в этих обмотках вращающимся потоком взаимоиндукции Φ_m обеих обмоток.

Поток взаимоиндукции

$$\dot{\Phi}_m = \dot{F}\lambda_m = \frac{4\sqrt{2}}{\pi^2}\,\frac{m_1}{2}\,\dot{I}_m\,\frac{w_1 k_{об\,1}}{p}\,\lambda_m, \qquad (29\text{-}29)$$

где проводимость воздушного зазора

$$\lambda_m = \mu_0 \frac{\tau l}{\delta}, \qquad (29\text{-}30)$$

а результирующий намагничивающий ток двигателя

$$\dot{I}_m = \frac{m_1 \dot{I} w_1 k_{об\,1} + m_1 \dot{I} w_2 k_{об\,2} \varepsilon^{j\rho}}{m_1 w_1 k_{об\,1}} = \dot{I}\left(1 + k_{21}\varepsilon^{j\rho}\right) = \dot{I} + \dot{I}_2'. \qquad (29\text{-}31)$$

Ток $\dot{I}_m$ создается геометрической суммой $\dot{I}+\dot{I}_2'$ приведенных токов обмоток с числами витков w_1 и w_2 и может быть выражен в масштабе тока статорной обмотки I. Отношение эффективных чисел витков обозначено через

$$k_{21} = \frac{w_2 k_{об\,2}}{w_1 k_{об\,1}}.$$

Если щетки на коллекторе сдвинуты по направлению вращения ротора на угол $+\rho$, то н. с.

$$\dot{F}_2 \sim \dot{I}_2' = I k_{21} \varepsilon^{+j\rho}$$

обмотки с числом витков w_2 будет опережать н. с. $\dot{F}_1 \sim \dot{I}_1 = \dot{I}$ обмотки с числом витков w_1 на угол ρ. Результирующая н. с., равная геометрической сумме н. с. статорной и роторной систем

$$\dot{F} = \dot{F}_1 + \dot{F}_2,$$

может быть выражена через произведение тока $\dot{I}$ и эквивалентного числа витков w:

$$\dot{F} = \dot{F}_1 + \dot{F}_2 = \dot{I} w_1 k_{об\,1} + \dot{I} w_2 k_{об\,2} \varepsilon^{+j\rho} = \dot{I} w; \qquad (29\text{-}32)$$

$$w = w_1 k_{об\,1}\left[(1 + k_{21}\cos\rho) + j k_{21}\sin\rho\right] \approx$$

$$\approx w_1 k_{об\,1} \sqrt{1 + 2k_{21}\cos\rho + k_{21}^2} = w_1 k_{об\,1} k_m;$$

здесь

$$k_m = \sqrt{1 + 2k_{21}\cos\rho + k_{21}^2}.$$

Вращающий момент

$$M = k\Phi_m F_2 \sin\alpha \approx k' F F_2 \sin\alpha,$$

но так как

$$\sin\alpha = \frac{F_1}{F}\sin\rho = \frac{\sin\rho}{k_m},$$

то поэтому

$$M = k' F_2 F_1 \sin\rho = k' F_2^2 k_{21} \sin\rho = k'' I_2^2 \sin\rho = k''' \Phi_m^2 \sin\rho. \qquad (29\text{-}33)$$

Обозначая индуктивное сопротивление намагничивающей цепи при статорном числе витков w_1 через x_m, получаем результирующее полное сопротивление цепи двигателя:

$$z = z_1 + z_2 + j x_m k_m^2.$$

Пусковой ток при неподвижной машине

$$I = \frac{U_1}{z} = \frac{U_1}{z_1 + z_2 + j x_m k_m^2},$$

и соответственно пусковой вращающий момент

$$M = k''I^2 \sin\rho = \frac{U_1^2 k'' \sin\rho}{\left[z_1 + z_2 + jx_m\left(1 + 2k_{21}\cos\rho + k_{21}^2\right)\right]^2}.$$

Если при изменении угла ρ регулировать напряжение на зажимах $\dot{U}_1$ таким образом, чтобы пусковой ток I оставался неизменным, то максимум вращающего момента получается при ρ=90°. Если же изменение угла ρ производить при $\dot{U}_1$=const, то пусковой ток будет изменяться и соответственно максимальный момент получится при 90°<ρ<180°. Э. д. с. статорной обмотки, созданная потоком взаимоиндукции,

$$\dot{E}_1 = -j\pi\sqrt{2}\,\Phi_m w_1 k_{об\,1} f_1 = -j\pi\sqrt{2}\,\frac{4\sqrt{2}}{\pi^2}\,\frac{m_1}{2}\,I_m \times$$

$$\times \frac{w_1 k_{об\,1}}{p}\,\lambda_m w_1 k_{об\,1} f_1 = -jI_m x_m,$$

где

$$x_m = \frac{4m_1 w_1^2 k_{об\,1}^2 f_1 \lambda_m}{\pi p}. \qquad (29\text{-}34)$$

Соответствующим образом э. д. с., созданная в роторной обмотке, при повороте щеток на угол ρ по направлению вращения ротора

$$\dot{E}_2 s = \dot{E}_2\,\frac{w_2 k_{об\,2}}{w_1 k_{об\,1}}\,s\varepsilon^{-j\rho} = -j\dot{I}_m x_m k_{12} s\varepsilon^{-j\rho},$$

где скольжение s учитывает скорость вращения обмотки w_2 по отношению к потоку взаимоиндукции Φ_m. Уравнение э. д. с. получает в этом случае следующий вид:

$$\dot{U}_1 = \dot{I}(z_1 + z_2) - \dot{E}_1 - \dot{E}_2 s = \dot{I}(z_1 + z_2) + j\dot{I}_m x_m\left(1 + k_{21} s\varepsilon^{-j\rho}\right) =$$

$$= \dot{I}(z_1 + z_2) + j\dot{I}x_m\left(1 + k_{21}\varepsilon^{+j\rho}\right)\left(1 + k_{21} s\varepsilon^{-j\rho}\right), \qquad (29\text{-}35)$$

откуда

$$\dot{I} = \frac{\dot{U}_1}{z_1 + z_2 + jx_m\left(1 + k_{21}\varepsilon^{+j\rho}\right)\left(1 + k_{21} s\varepsilon^{-j\rho}\right)} \approx$$

$$\approx \frac{\dot{U}_1}{(r_1 + r_2) + j\left|x_1 + x_2 s\right) + x_m\sqrt{\left(1 + 2k_{21}\cos\rho + k_{21}^2\right)\left(1 + 2k_{21} s\cos\rho + k_{21}^2 s^2\right)}\,\Big|} =$$

$$= \frac{U_1}{(r_1 + r_2) + j\left|(x_1 + x_2 s) + x_m k_m k_{ms}\right|}, \qquad (29\text{-}36)$$

где x_2 представляет собой индуктивное сопротивление роторной обмотки при скольжении $s=1$ и

$$k_{ms} = \sqrt{1 + 2k_{21} s\cos\rho + k_{21}^2 s^2}.$$

Вращающий момент при работе машины со скольжением s

$$M = k''I^2 \sin\rho = \frac{U_1^2 k'' \sin\rho}{(z_1 + z_2 + jx_m k_m k_{ms})^2}. \qquad (29\text{-}37)$$

Если пренебречь индуктивными сопротивлениями рассеяния обмоток статора и ротора и их активными сопротивлениями по сравнению с индуктивным сопротивлением взаимоиндукции намагничивающего контура, то

$$M = k'' I^2 \sin\rho \approx \frac{U_1^2 k^* \sin\rho}{x_m^2 k_m^2 k_{ms}^2}. \qquad (29\text{-}38)$$

В этом случае для э. д. с. получается следующее упрощенное выражение:

$$\dot{U}_1 \approx -\dot{E}_1 - \dot{E}_2 s = -\dot{E}_1 (1 + k_{21} s\varepsilon^{-j\rho}) =$$

$$= \pi (\sqrt{2} w_1 k_{об\,1}) \dot{\Phi}_m [(1 + k_{21} s\varepsilon^{-j\rho}) - j k_{21} s \sin\rho] \approx$$

$$\approx (\pi \sqrt{2} w_1 k_{об\,1}) \dot{\Phi}_m \sqrt{1 + 2k_{21} s\cos\rho + k_{21}^2 s^2}.$$

Принимая во внимание, что

$$\Phi_m^2 \sim I^2 \sim \frac{M}{k'' \sin\rho},$$

и учитывая, что

$$1 + 2k_{21} s\cos\rho + k_{21}^2 s^2 = \frac{U_1^2 k^* \sin\rho}{(\pi \sqrt{2} w_1 k_{об\,1} f_1) M} = \frac{U_1^2 \sin\rho}{kM},$$

находим из квадратного уравнения относительно переменной s:

$$\frac{n_2}{n_1} = (1 - s) = \left(1 - \frac{\cos\rho}{k_{21}}\right) \pm \sqrt{\frac{U_1^2 \sin\rho}{kM} - \frac{\sin^2\rho}{k_{21}}}, \qquad (29\text{-}39)$$

где

$$k = \frac{k''}{\pi \sqrt{2} w_2 k_{об} f_1}.$$

Для возможности получения устойчивой работы двигателя выбирается перед корнем знак «+», что соответствует углу поворота щеток $90° < \rho < 180°$. Для определения скольжения s_m, при котором вращающий момент достигает максимума, необходимо взять производную dM/ds из выражения (29-39) и приравнять ее нулю:

$$\frac{dM}{ds} \frac{k}{\sin\rho} = \frac{U_1^2 \cdot 2 \left(\cos\rho + \dfrac{s}{k_{21}}\right)}{\left(1 + 2k_{21} s\cos\rho + k_{21}^2 s^2\right)^2} = 0,$$

откуда $\cos\rho + \dfrac{s_m}{k_{21}} = 0$ и, следовательно, $s_m = -\dfrac{\cos\rho}{k_{21}}$.

Вращающий момент M при $s = s_m$ достигает максимального значения и при $s > s_m$ начинает далее уменьшаться. Из уравнения (29-39) следует, что при $M = 0$ будет $n_2 = \infty$ и при возрастании M скорость вращения двигателя начнет заметно снижаться по кривой, имеющей гиперболический характер. Следовательно, трехфазный двигатель последовательного возбуждения при возрастании вращающего момента имеет сернесную характеристику скорости, сходную с характеристикой скорости сернесного двигателя постоянного тока.

29-13. Круговые диаграммы тока и напряжения

На основании выражения (29-36) общее уравнение для тока трехфазного коллекторного двигателя последовательного возбуждения может быть представлено в следующем виде:

$$\dot{I} = \dot{U}_1 \frac{1}{\dot{C} + \dot{D}s}. \qquad (29\text{-}40)$$

где

$$\dot{C} = (r_1 + r_2) + j\,[x_1 + x_m\,(1 + k_{21}\cos\rho)]$$

и

$$\dot{D} = x_2 + jx_m k_{21}\,(\cos\rho + k_{21}).$$

По общему правилу геометрических мест (см. § 21-1) вектор тока $\dot{I}$ при изменении числового параметра s в пределах $\pm\infty$ и постоянном угле ρ будет описывать окружность, проходящую через начало координат при скольжении

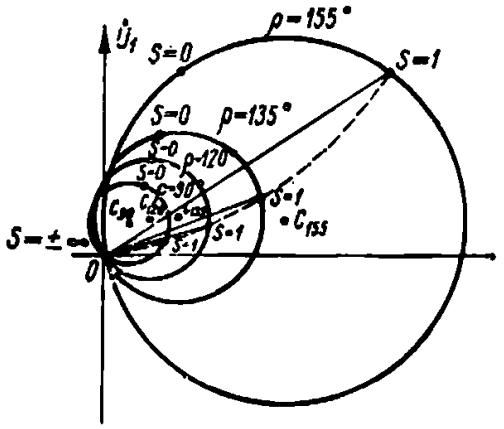


Рис. 29-23. Круговые диаграммы коллекторного двигателя последовательного возбуждения для различных значений угла ρ

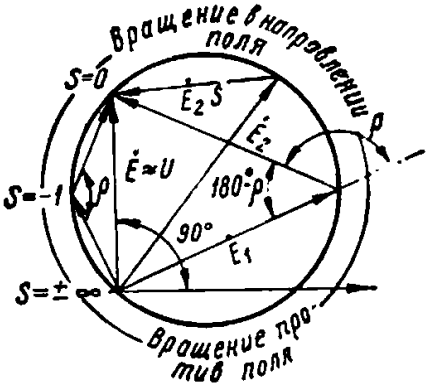


Рис. 29-24. Векторная диаграмма напряжений для различных значений скольжения при ρ=const

$s=\pm\infty$. Для построения окружности тока могут быть использованы три точки окружности: ток при скольжении $s=0$

$$\dot{I} = \dot{U}_1 \frac{1}{\dot{C}};$$

при $s=1{,}0$

$$\dot{I} = \dot{U}_1 \frac{1}{\dot{C}+\dot{D}};$$

при $s=\pm\infty$

$$\dot{I} = 0.$$

При изменении угла поворота щеток ρ изменяется диаметр окружности тока, и при разных постоянных значениях этого угла получается семейство окружностей, проходящих через начало координат. На рис. 29-23 представлено семейство из четырех окружностей для значений угла ρ=155°, 135°, 120° и 90°. Из выражения (29-35)

$$\dot{U}_1 = -\dot{E}_1 - \dot{E}_2 s\varepsilon^{-i\rho}$$

следует, что при изменении скольжения s при $\dot{U}_1=\text{const}$ изменяются как по величине, так и по фазе э. д. с. $\dot{E}_1$ и $\dot{E}_2 s$. Поскольку при ρ=const угол сдвига э. д. с. $\dot{E}_1$ и $\dot{E}_2 s$, а также их геометрическая сумма остаются постоянными, то при изменении скольжения s концы векторов э. д. с. $\dot{E}_1$ и $\dot{E}_2 s$ перемещаются по окружности, сохраняя заданный угол $180°-\rho$ (рис. 29-24). На рис. 29-24 изображены векторные диаграммы э. д. с. $\dot{E}_1$ и $\dot{E}_2 s$ для случая $w_1 k_{o61} = w_2 k_{o62}$ при скольжениях: $s=1{,}0$, $0<s<1$ и $s=-1{,}0$.

29-14. Схемы включения трехфазного коллекторного двигателя последовательного возбуждения, его характеристики и области применения

А. Схемы включения двигателя. Двигатель последовательного возбуждения при работе не может допускать из-за условий коммутации напряжения больше 30—40 *в* на фазу между щетками коллектора, поэтому он обычно применяется с трансформатором *Тр*, понижающим напряжение на роторе. Двигатель последовательного возбуждения может выполняться с переходным или промежуточным трансформатором. Первая схема (рис. 29-25, *а* и *б*) применяется в тех случаях, когда к двигателю подводится напря-

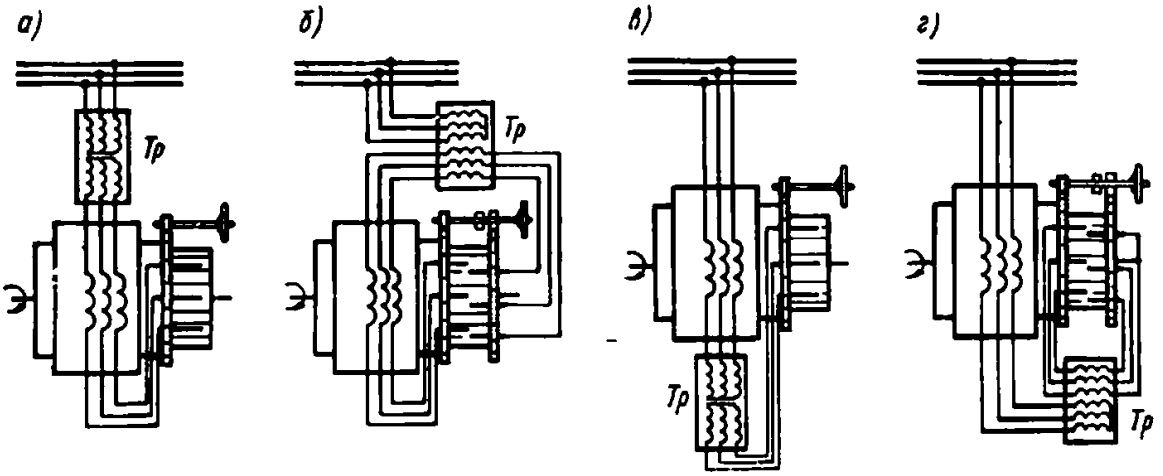


Рис. 29-25. Схемы включения трехфазного коллекторного двигателя последовательного возбуждения

жение выше 500 *в*, вторая же (рис. 29-25, *в* и *г*) — при напряжениях от 500 до 110 *в*. Переходный трансформатор должен быть рассчитан на полную мощность двигателя, а промежуточный — только на ту часть мощности, которая доставляется ротору двигателя или берется электрически от него. Так как мощность ротора зависит от предела регулирования скорости двигателя по отношению к его синхронной скорости, то размеры промежуточного трансформатора тем меньше, чем меньше этот предел регулирования.

Б. **Трехфазный коллекторный двигатель последовательного возбуждения с двойным числом щеток.** Для получения наибольшего вращающего момента при заданных значениях тока I и потока Φ_m и соответственно для получения наибольшей устойчивости двигателя необходимо, чтобы результирующая н. с. F составляла прямой угол $\alpha=90°$ с н. с. ротора, что достигается при $\sin\alpha=1{,}0$.

Указанное условие может соблюдаться автоматически в двигателе с двойным числом щеток. Этот двигатель имеет одну систему щеток a_1—b_1—c_1 неподвижную и другую a_2—b_2—c_2 подвижную (рис. 29-26, *а*).

Каждая пара щеток, принадлежащая одной фазе, состоит из одной неподвижной и одной подвижной щеток, присоединенных к концам одной фазы вторичной цепи промежуточного трансформатора *Тр*.

Первичная обмотка трансформатора присоединена с одной стороны к концам статорной обмотки, а с другой стороны соединена в звезду. При этой схеме к трансформатору оказывается присоединенной лишь часть обмотки ротора, заключенная между неподвижной и подвижной щетками. В положении холостого хода

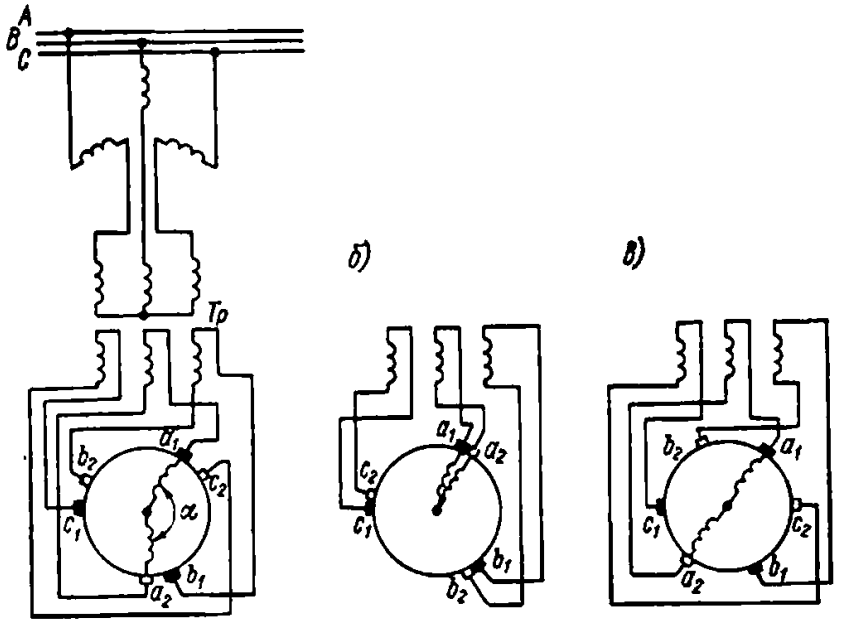


Рис. 29-26. Трехфазный коллекторный двигатель последовательного возбуждения с двойной системой щеток

обмотка ротора оказывается совершенно выключенной (рис. 29-26, *б*), а при коротком замыкании вся обмотка ротора включена (рис. 29-26, *в*). При изменении угла поворота щеток изменяется величина включенного участка обмотки ротора, а также угол между осями роторной и статорной обмоток.

На рис. 29-27 представлена диаграмма н. с. двигателя с двойной системой щеток с равными числами витков $\overline{AO}=\overline{OC}$. При холостом ходе обе системы совпадают друг с другом, и к вторичной обмотке трансформатора не подводится никакого напряжения. Если повернуть подвижные щетки на угол α, то н. с. неподвижных щеток $\overline{OE}$ сохранит свое положение, а н. с. подвижных щеток перейдет в положение $\overline{BE}$, так что результирующая н. с. ротора по величине и направлению изобразится вектором $\overline{OB}$, а результирующая н. с. двигателя $\overline{OD}$ будет равна геометрической сумме н. с. статора $\overline{OA}$ и н. с. ротора $\overline{OB}$. При построении параллелограмма н. с. отрезок $\overline{OB}$ равен и параллелен отрезку $\overline{AD}$, последний же находится на окружности ODA, поэтому углы ODA и BOD

прямые. Так как при любых значениях углового положения щеток угол между результирующей н. с. $\dot{F}$ и н. с. ротора $\dot{F}_2$ ($<DOB$) остается прямым, то двигатель всегда работает устойчиво при наивыгоднейших условиях образования вращающего момента.

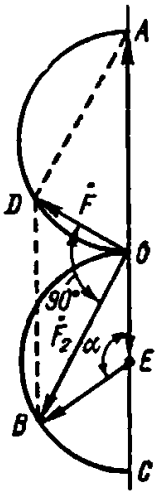


Рис. 29-27. Диаграмма н. с. трехфазного коллекторного двигателя последовательного возбуждения с двойной системой щеток

В. Характеристики трехфазного коллекторного двигателя последовательного возбуждения и области его применения. При пуске двигателя ($s=1{,}0$) его пусковой ток I определяется выражением (29-36), а пусковой момент M — выражением (29-37).

На рис. 29-28 представлены пусковые характеристики двигателя с промежуточным трансформатором.

На рис. 29-29 изображены механические характеристики $n=f(M)$ двигателя с одной системой щеток для различных угловых положений щеток на коллекторе от $\rho = 100°$ до $\rho = 160°$, а на рис. 29-30 — двигателя с двойной системой щеток для изменения угла от $\alpha=140°$ до $\alpha=50°$. Из кривых рис. 29-29 видно, что механические характеристики при изменении угла ρ от 100° до 135° имеют ограниченный предел устойчивости, возрастающий с увеличением угла ρ, а при изменении угла ρ от 140° до 160° получаются условия устойчивой работы двигателя.

Из механических характеристик (рис. 29-30) видно, что для двигателя с двойной системой щеток получаются условия устойчивой работы для всех значений углового положения щеток на

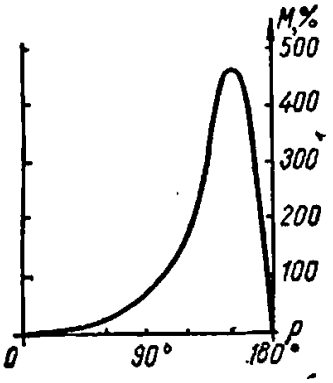


Рис. 29-28. Кривая изменения пускового момента в зависимости от угла ρ

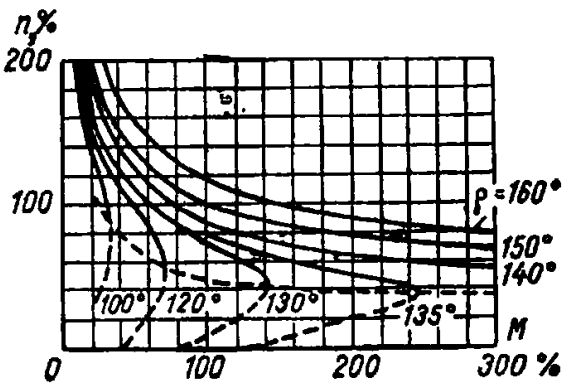


Рис. 29-29. Характеристика $n=f(M)$ для различных значений ρ трехфазного коллекторного двигателя последовательного возбуждения с одной системой щеток

коллекторе, так как в этом случае можно для всех углов достигнуть условия $\sin\alpha=1{,}0$.

На рис. 29-31 даны тормозные характеристики двигателя в за-

висимости от изменения момента на валу (n, $\cos\varphi$, к. п. д. η, I) при угле $\rho = 160°$.

Двигатель последовательного возбуждения применяется для тех приводов, у которых каждой скорости соответствует своя величина момента на валу. К этому типу приводов принадлежат центробежные насосы и вентиляторы, компрессоры, крановые и подъемные установки, печатные машины, кольцевые ватеры. При переменной скорости и постоянном моменте на валу регулировка скорости возможна в отношении 1 : 2,5, причем у этих двигателей можно получить скорость на 20—30% выше синхронной и на 50% ниже синхронной. Нижний предел устанавливается условиями вентиляции двигателя, а верхний — условиями коммутации. При работе с приводами, у которых момент на валу изменяется пропорционально квадрату скорости (вентиляторы, центробежные насосы и т. п.), можно иметь регулировку скорости до 1 : 4, причем в этом случае повышение скорости выше синхронной также не должно превосходить 20—30%. Скорость ниже синхронной можно иметь весьма небольшую, например до 5% от синхронной, так как при малой мощности, развиваемой в этом случае двигателем, потери его при малых скоростях невелики, а поэтому слабая вентиляция не представляет затруднений. В тех случаях когда двигатель последовательного возбуждения должен работать при переменном моменте на валу и неизменной скорости для данного режима, применение его представляет некоторые затруднения, так как для каждого значения момента нужно иметь другое угловое положение щеток на коллекторе; поэтому в данных случаях предпочтительно применять двигатели с такой же скоростной характеристикой, как и у двигателя параллельного возбуждения.

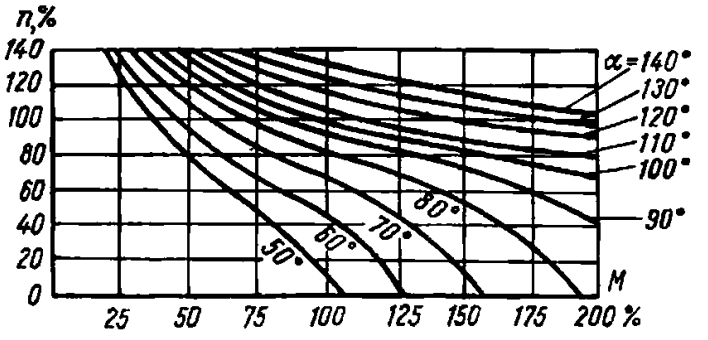


Рис. 29-30. Характеристика $n = f(M)$ для различных значений α трехфазного коллекторного двигателя последовательного возбуждения с двойной системой щеток

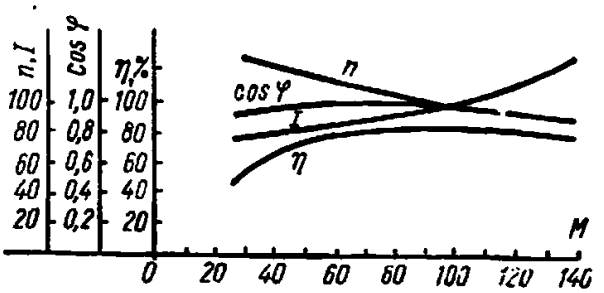


Рис. 29-31. Тормозные характеристики двигателя в зависимости от момента на валу

Трехфазные двигатели последовательного возбуждения могут выполняться на относительно большие мощности, порядка нескольких сотен киловатт.

Глава тридцатая

КАСКАДНЫЕ СОЕДИНЕНИЯ АСИНХРОННЫХ И КОЛЛЕКТОРНЫХ МАШИН

30-1. Предварительные замечания

Каскадные соединения асинхронных машин представляют собой системы, предназначенные для плавного и экономического регулирования скорости вращения асинхронных двигателей посредством введения в их вторичную цепь добавочной э. д. с. Одновременно с этим та же э. д. с. может быть использована и для регулирования $\cos\varphi$ каскада. Таким образом, каскадные системы преследуют собственно ту же цель, что и двигатель Шраге — Рихтера (см. гл. 29), но в последнем коллекторная машина, являющаяся источником добавочной э. д. с., встраивается в основную асинхронную машину. Это делает двигатель компактным, но ограничивает верхний предел его мощности как по условиям питания, так и по условиям коммутации тока. Поэтому асинхронные двигатели большой мощности целесообразнее строить в нормальном исполнении, а для создания добавочной э. д. с. иметь одну или несколько коллекторных машин постоянного или переменного тока.

Систем каскадов очень много, и в некоторых случаях они являются весьма сложными.

В основном различают: а) механические каскады, когда мощность передается от одной машины к другой через вал, и б) электрические каскады, когда мощность передается второй машине электрически. Кроме того, различают каскады, в которых величина э. д. с. $E_к$: а) практически не зависит от тока нагрузки, б) в сильной степени зависит от последнего и в) зависит от нагрузки лишь в известной степени. В первом случае скорость вращения двигателя мало изменяется с изменением нагрузки, во втором случае она изменяется очень заметно, а в третьем изменение скорости носит промежуточный характер. Первый тип каскада называют параллельным, второй — последовательным и третий — смешанным.

Каскадные соединения асинхронных машин используются в приводах с относительно узкими пределами регулирования (см. § 30-3), так как опыт показывает, что по мере расширения этих пределов все более целесообразным становится применение двигателей постоянного тока, питаемых от специальных преобразовательных установок.

30-2. Механический каскад асинхронного двигателя с одноякорным преобразователем и с двигателем постоянного тока в качестве регулирующей машины (каскад Кремера)

На рис. 30-1 дана принципиальная схема каскада Кремера с механическим соединением [227]. Каскад состоит из асинхронного двигателя с фазным ротором *АД*, машины постоянного *ПТ* и

одноякорного преобразователя *ОП*. Машина *ПТ* механически соединяется с двигателем *АД* на одном валу. При нормальной работе каскада кольца двигателя *АД* приключены к кольцам возбужденного преобразователя *ОП*, а щетки на коллекторе последнего приключены к щеткам возбужденной машины *ПТ*. Рассмотрим процесс регулирования скорости и $\cos\varphi$ каскада, предполагая, что нагрузочный момент на валу остается постоянным, т. е. $M_{ст}=\text{const}$.

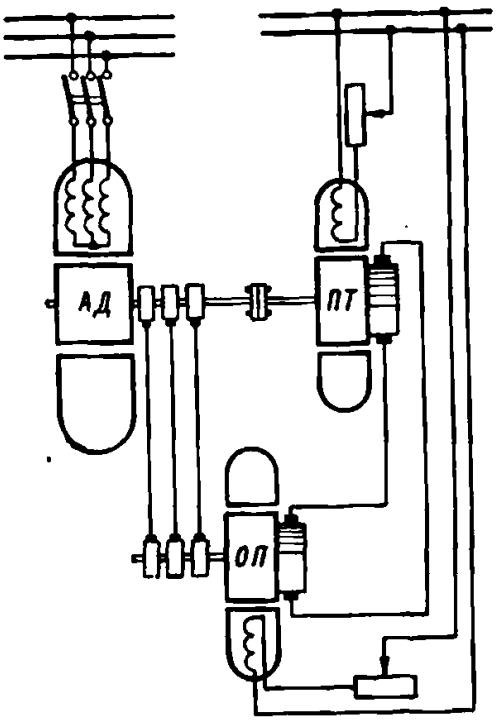


Рис. 30-1. Механический каскад по системе Кремера для нижесинхронной скорости

Пусть каскад включен в сеть и вращается со скоростью $n_к<n_1$, где n_1 — синхронная скорость двигателя *АД*. Преобразователь *ОП* со стороны переменного тока работает в режиме синхронного двигателя и преобразовывает мощность скольжения в мощность постоянного тока. Машина *ПТ* работает в режиме двигателя и, преобразовывая электрическую мощность в механическую, возвращает на вал каскада мощность скольжения за вычетом потерь во вспомогательных машинах.

Если увеличить ток возбуждения двигателя *ПТ*, то в первый момент, пока каскад еще продолжает вращаться по инерции с прежней скоростью, увеличится обратная э. д. с. двигателя *ПТ*, вследствие чего уменьшится ток I_a, поступающий в двигатель *ПТ* из преобразователя *ОП*, а равно и ток I_2, поступающий из ротора двигателя *АД* в преобразователь *ОП*. Это повлечет за собой уменьшение вращающего момента M двигателя *АД* и, следовательно, возникновение на валу каскада отрицательного динамического момента, так как, согласно условию, $M_{ст}=\text{const}$. Скорость вращения каскада уменьшается, в соответствии с чем начнут увеличиваться: скольжение двигателя *АД*, частота и напряжение на кольцах преобразователя *ОП*, скорость его вращения и, наконец, токи I_a и I_2. Этот процесс будет продолжаться до тех пор, пока ток I_2 и соответственно вращающий момент M асинхронного двигателя не достигнут прежней величины.

Если мы уменьшим ток возбуждения двигателя *ПТ*, то его э. д. с. уменьшится, и по сравнению с предыдущим весь процесс пойдет в обратном порядке. Скорость каскада увеличится, частота скольжения уменьшится, в соответствии с чем уменьшится и скорость преобразователя *ОП*. В том случае когда скорость $n_к$ каскада близка к синхронной n_1 двигателя *АД*, преобразователь *ОП* вращается с весьма малой скоростью, определяемой выражением $n_{оп}=f_2 : p_{оп}$, и практически играет роль только активного сопро-

тивления, включенного во вторичную цепь асинхронного двигателя. В этих условиях добавочная э. д. с., вводимая во вторичную цепь двигателя *АД*, равна нулю. Следовательно, рассматриваемый каскад с механическим соединением позволяет осуществить регулирование скорости двигателя *АД* только вниз от его синхронной скорости, т. е. представляет собой систему с так называемым однозонным регулированием.

Из сказанного вытекает, что *регулирование скорости каскада Кремера осуществляется изменением тока возбуждения машины постоянного тока.*

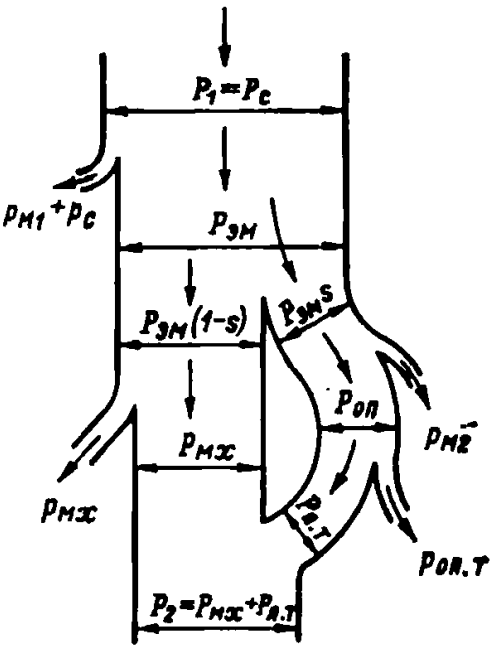


Рис. 30-2. Энергетическая диаграмма каскада Кремера для нижесинхронной скорости

Установим скорость $n_к$ каскада меньше его синхронной скорости n_1 и, сохраняя неизменными возбуждение двигателя *ПТ* и нагрузочный момент $M_{ст}$, будем изменять ток возбуждения преобразователя *ОП*. Так как в этом случае частота и напряжение U_2 на кольцах двигателя *АД* остаются приблизительно постоянными, то преобразователь *ОП* работает синхронным двигателем в режиме U-образной характеристики. Увеличение тока возбуждения преобразователя *ОП* влечет за собой появление во вторичном контуре двигателя *АД* тока I_2, опережающего напряжение U_2 на его кольцах, и наоборот: уменьшение тока возбуждения приведет к отставанию I_2 от напряжения U_2. Необходимо отметить, что степень возможного регулирования cos φ каскада зависит от частоты скольжения f_2, так как при малых частотах устойчивая работа преобразователя *ОП* в режиме перевозбужденного синхронного двигателя невозможна.

Из сказанного вытекает, что *регулирование* cos φ *каскада осуществляется путем изменения тока возбуждения одноякорного преобразователя.*

На рис. 30-2 изображена энергетическая диаграмма каскада Кремера с механическим соединением. Здесь $P_1=P_c$ — мощность, потребляемая двигателем *АД* из сети; $P_{эм}=P_1-p_{м1}-p_c$ — электромагнитная мощность двигателя *АД*; $P_{эм}(1-s)$ — мощность, передаваемая двигателем *АД* на вал каскада; $P_{эм}s$ — мощность скольжения; $p_{м2}$ — мощность, покрывающая потери в меди ротора двигателя *АД*; $P_{оп}$ — мощность, подводимая к *ОП*; — $p_{оп.т}$ — мощность, покрывающая потери во вспомогательных машинах *ОП* и *ПТ*; $P_{п.т}$ — мощность, переданная на вал каскада посредством вспомогательной машины *ПТ*; $p_{мх}$ — мощность, покрывающая вентиляционные и механические потери двигателя *АД*; $P_{мх}$ — механическая

мощность, развиваемая двигателем *АД* на валу каскада *АД—ОП—ПТ*, и $P_2 = P_{мх} + P_{п.т}$ — полезная механическая мощность на валу каскада.

Согласно схеме на рис. 30-1 и энергетической диаграмме на рис. 30-2, к. п. д. каскада

$$\eta = \frac{P_2}{P_1 + U_в i_в} 100, \ \%,$$

где $U_в i_в$ — мощность, покрывающая потери в цепях возбуждения вспомогательных машин *ОП* и *ПТ*. Из энергетической диаграммы на рис. 30-2 следует, что если пренебречь потерями в каскаде, то мощность преобразователя *ОП* должна быть равна мощности машины *ПТ*, которая в свою очередь пропорциональна предельному значению скольжения s, на которое каскад рассчитан.

Так, например, при регулировании скорости каскада до 50% мощность преобразователя *ОП* при указанном допущении будет равна $P_{эм}s = P_{эм}0{,}5 \approx 0{,}5P_1$. Этой же величине должна быть равна и мощность машины постоянного тока.

30-3. Каскад с электрическим соединением (каскад Шербиуса) [227]

Принципиальная схема каскада с электрическим соединением изображена на рис. 30-3. Здесь в отличие от схемы на рис. 30-1 машина *ПТ* соединена механически с асинхронной машиной *ад*,

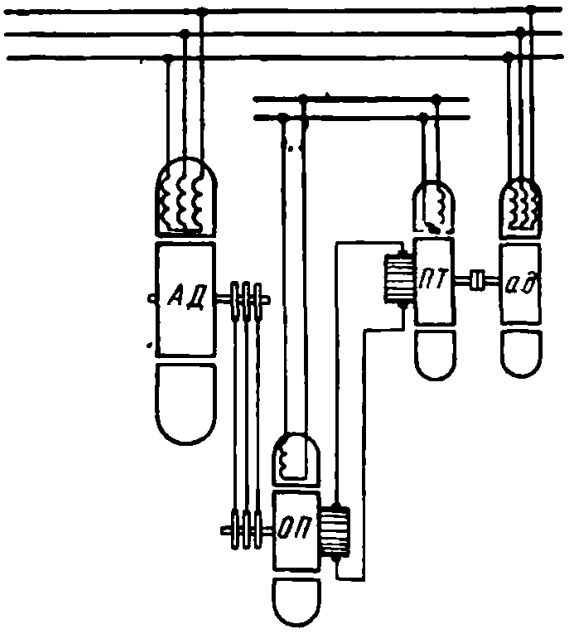


Рис. 30-3. Каскад с электрическим соединением для нижесинхронной скорости

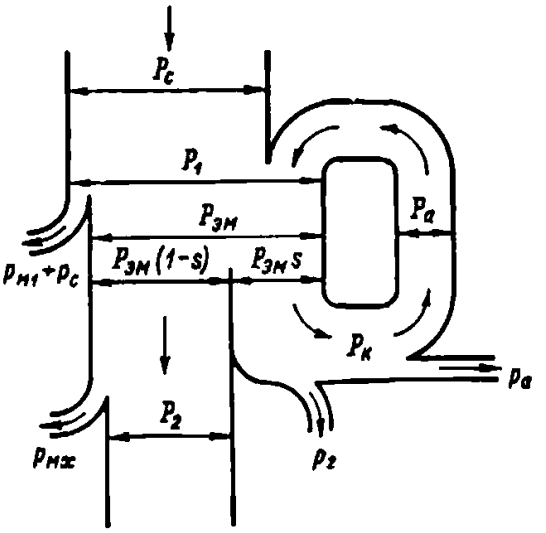


Рис. 30-4. Энергетическая диаграмма каскада с электрическим соединением для нижесинхронной скорости

а с главным двигателем *АД* имеет только электрическое соединение. Данная схема каскада, так же как предыдущая, позволяет регулировать скорость только вниз от синхронной.

Энергетическая диаграмма этого каскада для нижесинхронной скорости показана на рис. 30-4. В этом случае мощность первичной системы двигателя P_1 равна сумме мощностей сети P_c и вторичной цепи регулирующего агрегата P_a, т. е. $P_1=P_c+P_a$.

Мощность P_1 за вычетом потерь $p_{м1}+p_c$ в обмотке и стали статора преобразовывается в электромагнитную мощность $P_{эм}$, которая делится на мощность $P_{эм}(1-s)$, передаваемую на ротор двигателя *АД*, и мощность скольжения $P_s=P_{эм}s$, передаваемую регулирующему агрегату; таким образом, $P_{эм}=P_{мх}(1-s)+P_{эм}s$.

Мощность $P_{эм}(1-s)$ преобразовывается в полную механическую мощность двигателя $P_{мх}$; вычтя из этой мощности механические потери и добавочные потери в стали $p_{мх}$, получим полезную механическую мощность двигателя *АД*, которая при электрическом соединении этого двигателя с регулирующим агрегатом является мощностью на валу всего агрегата P_2; таким образом, $P_2=P_{мх}-p_{мх}$.

Мощность $P_к$, получаемая регулирующим агрегатом с колец двигателя *АД*, равна мощности скольжения $P_{эм}s$ за вычетом потерь p_2 во вторичной цепи двигателя, т. е. $P_к=P_{эм}s-p_2$. Вычтя, наконец, из мощности $P_к$ потери в регулирующем агрегате p_a, получим мощность P_a, возвращаемую регулирующим агрегатом на зажимы первичной цепи двигателя; следовательно, $P_a=P_к-p_a$.

Из сравнения энергетических диаграмм рис. 30-2 и 30-4 следует, что каскад, выполненный по схеме с механическим соединением, наиболее экономично работает при постоянной мощности на его валу, тогда как каскад с электрическим соединением — при постоянном моменте.

30-4. Характеристики каскадов с механическим и электрическим соединениями

А. Характеристики механического каскада по системе Кремера. Каскад Кремера обычно применяется для прокатных станов. Чтобы смягчить пиковые нагрузки на сеть, питающую каскад, асинхронный двигатель соединяют на одном валу с маховиком. Эффективное использование кинетической энергии маховика достигается при условии, что механическая характеристика каскада $n=f(M)$ имеет смягченный характер (кривые *3* и *4* на рис. 30-5). Для этого на главных полюсах двигателя *ПТ* (рис. 30-1) располагают последовательную обмотку возбуждения таким образом, чтобы создаваемая ею н. с. была направлена согласно с н. с. параллельной обмотки; тот же результат можно получить и с помощью специального возбудительного агрегата.

Каскад Кремера допускает регулирование скорости асинхронного двигателя до 50% вниз от его синхронной скорости. На рис. 30-5 приведены кривые $n=f(M)$ каскада Кремера для двух ступеней скорости, причем кривые *1* и *2* соответствуют работе каскада без последовательной обмотки возбуждения, а кривые *3* и *4* — при наличии последней.

Как уже было сказано выше (см. § 30-2), регулирование скорости каскада производится путем перевозбуждения одноякорного преобразователя; однако сильное перевозбуждение последнего вызывает уменьшение к. п. д. каскада η из-за увеличения потерь в преобразователе. Поэтому целесообразно доводить коэффициент

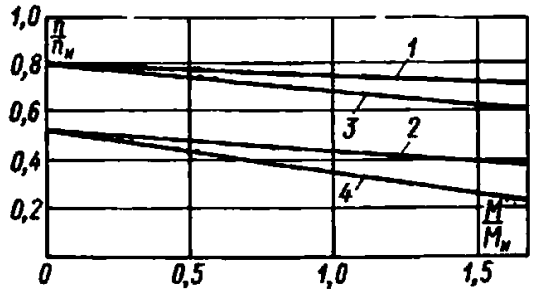


Рис. 30-5. Кривые $n=f(M)$ каскада Кремера

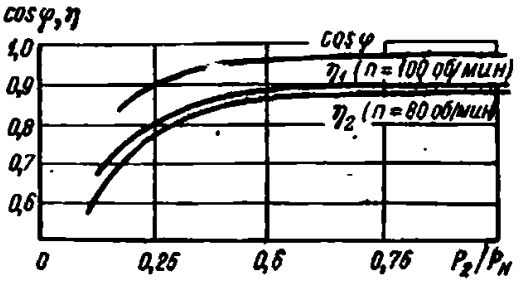


Рис. 30-6. Кривые η и $\cos\varphi=f(P_2)$ каскада Кремера

мощности каскада примерно до 0,96. Чтобы поддержать $\cos\varphi$ каскада наибольшим при переменной его скорости, на полюсах *ОП* устраивают, кроме возбуждающей обмотки с независимым питанием, еще одну параллельную обмотку, которую приключают к зажимам постоянного тока преобразователя.

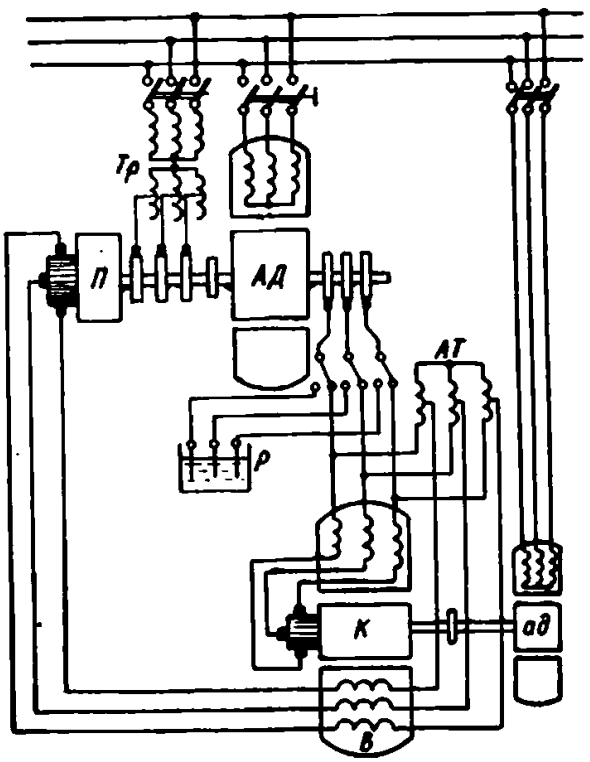


Рис. 30-7. Каскад Шербиуса для двухзонного регулирования скорости

На рис. 30-6 показаны характеристики $\cos\varphi$ и η каскада Кремера мощностью 2200 *квт* при $n=125$ *об/мин*, 5500 *в*, 50 *гц* в зависимости от мощности на валу P_2 для двух скоростей: $n=100$ *об/мин* и $n=80$ *об/мин*.

Б. Характеристики электрического каскада по системе Шербиуса [228, 243, 257]. Первоначально схема Шербиуса выполнялась только для однозонного регулирования вниз от синхронной скорости, но в 1916 г. была разработана схема с двухзонным регулированием скорости, получившая сравнительно широкое распространение

На рис. 30-7 изображена принципиальная схема каскада Шербиуса для двухзонного регулирования скорости. В качестве регулирующей коллекторной машины во вторичную цепь регулируемого асинхронного двигателя *АД* вводится компенсированный коллекторный генератор *К* с возбуждением на статоре (описание гене-

ратора см. в следующей главе). Возбуждающая обмотка коллекторного генератора *В* присоединена с одной стороны к главным его зажимам через автотрансформатор *АТ*, а с другой стороны к щеткам преобразователя частоты *П*, сидящего на одном валу с асинхронным двигателем и включенного в ту же сеть, что и двигатель, через секционированный на стороне вторичной обмотки трансформатор *Тр*. Коллекторный генератор *К* и автотрансформатор *АТ* служат для регулирования скорости и $\cos\varphi$ каскада в режимах работы, достаточно удаленных от синхронной скорости. По мере подхода к синхронизму напряжения на кольцах асинхронного двигателя все более уменьшается, и действие генератора *К* и автотрансформатора становится недостаточным. Поэтому невозможно довести каскад до скорости, большей, чем 95—96% от синхронной.

Для перехода через синхронизм и, следовательно, для получения каскадной системы с двухзонным регулированием скорости необходимо ввести в цепь возбуждения *В* коллекторного генератора такую э. д. с., которая могла бы образовать возбуждающий ток при синхронной и близких к синхронной скоростях. Для этого служит небольшой преобразователь частоты *П* (см. § 29-6), причем вводимая им в цепь возбуждения *В* э. д. с. регулируется по величине с помощью трансформатора *Тр*, а по фазе — путем поворота щеток на коллекторе преобразователя. Таким образом, при скорости, близкой к синхронной, преобразователь частоты может влиять как на скорость каскада, так и на его $\cos\varphi$.

При переходе каскада через синхронную скорость концы и начала обмотки возбуждения *В* должны поменяться местами соответственно изменению знака скольжения асинхронного двигателя.

Коллекторную машину в каскаде на рис. 30-7 можно выполнить для мощностей до 1000—1100 *ква* при наибольшей частоте 12—16 *гц*; поэтому при регулировании скорости каскада в пределах до ±25% его мощность может достигать 4000 *квт*, составляя при регулировании скорости 3000—5000 *квт*.

Глава тридцать первая

МНОГОФАЗНЫЕ КОЛЛЕКТОРНЫЕ ГЕНЕРАТОРЫ

31-1. Принцип действия и основные соотношения

В синхронном генераторе э. д. с. и частота находятся в прямой зависимости. Однако в ряде случаев необходимо иметь характеристику напряжения, не зависимую от частоты напряжения или связанную с ней по заданному закону, например закону квадратичной зависимости. Особенно важно иметь возможность получить трехфазное напряжение требуемой величины при частоте, равной нулю. Так как этим требованиям синхронный генератор не может удовлетворить, то для этой цели служит многофазный коллекторный генератор.

Коллекторные генераторы выполняются в виде: а) явнополюсных машин с тремя или шестью полюсными выступами на каждый двойной полюсный шаг и б) неявнополюсных машин по типу нормальных асинхронных машин. Здесь мы

опишем только два генератора: а) компенсированный коллекторный генератор явнополюсного типа с обмоткой возбуждения на статоре типа генератора Шербиуса и б) компенсированный коллекторный генератор неявнополюсного типа с обмоткой возбуждения на статоре или на роторе (коллекторный генератор системы Н. С. Японьского и М. П. Костенко).

31-2. Компенсированный коллекторный генератор явнополюсного типа с обмоткой возбуждения на статоре (генератор Шербиуса) [228]

Принципиальная схема этого генератора с тремя полюсными выступами на двойной полюсный шаг показана на рис. 31-1. Здесь фазы A_1, B_1, C_1 системы возбуждения расположены на соответствующих полюсных выступах и образуют три пульсирующих потока со сдвигом в пространстве и во времени на 120°.

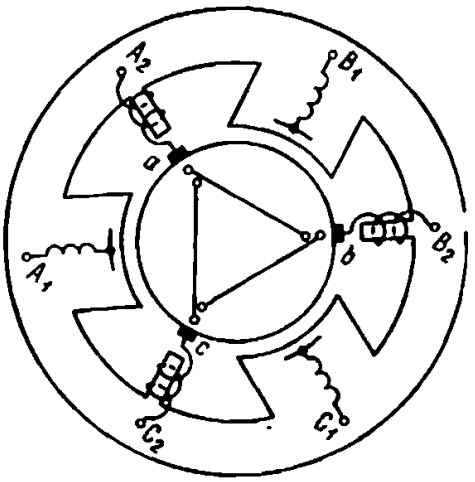


Рис. 31-1. Компенсированный генератор явнополюсного типа с обмоткой возбуждения на статоре

Роторная обмотка выполняется по типу двухслойной обмотки постоянного тока с укорочением шага на $\frac{1}{3}\tau$, благодаря чему коммутирующие секции находятся в пространстве между явновыраженными полюсами. Это обстоятельство позволяет улучшить коммутацию машины применением добавочных полюсов с последовательной и параллельной обмотками. Цель, которая при этом преследуется, та же, что и в однофазных двигателях последовательного возбуждения (см. § 28-3), а именно: последовательная обмотка добавочных полюсов создает э. д. с., уравновешивающую реактивную э. д. с. коммутирующей секции, а параллельная, включенная параллельно обмотке возбуждения (не показана на рис. 31-1), — трансформаторную э. д. с. той же секции. Благодаря этому коммутация генератора протекает удовлетворительно. Но при этом следует иметь в виду, что кривая н. с. трехфазного якоря, выполненного с укороченным шагом $y=\frac{2}{3}\tau$, сильно отступает от синусоидальной кривой, имеет несимметричный вид и резко изменяет свою форму во времени. Для компенсации такой н. с. на полюсных выступах на статоре укладывают компенсационную обмотку специального исполнения, которая позволяет полностью компенсировать н. с. якоря при весьма простой схеме включения внешней цепи на зажимы генератора.

Как было уже сказано выше, генератор Шербиуса может быть выполнен на мощности до 1000 *ква*, при частоте 12—15 *гц* и находит применение в каскадных установках и в качестве компенсатора для улучшения $\cos\varphi$ асинхронных двигателей.

31-3. Компенсированный коллекторный генератор неявнополюсного типа [265]

Генератор может выполняться: а) с возбуждением на статоре и б) с возбуждением на роторе. Принципиальная схема генератора с возбуждением на статоре изображена на рис. 31-2. Обмотка возбуждения B с числом витков $w_в$ располагается на статоре и выполняется по типу нормальных обмоток переменного тока. Она может соединяться звездой или треугольником и приклю-

чается к зажимам A_1—B_1—C_1, которые представляют собой внешние зажимы возбуждающей системы генератора. На статоре располагается еще одна обмотка K с числом витков $w_к$, называемая компенсационной. Она также выполняется по типу обмоток переменного тока и укладывается в те же пазы, что и обмотка B. Концы фаз компенсационной обмотки с одной стороны выводятся на зажимы A_2—B_2—C_2, представляющие собой главные зажимы машины, а с другой стороны приключаются к щеткам a—b—c, наложенным на коллектор ротора генератора.

Наконец, на роторе располагается обмотка A с числом витков w_a, которая является замкнутой обмоткой постоянного тока с коллектором, включенной через щетки a—b—c последовательно с обмоткой K.

Числа витков обмоток w_a и $w_к$ находятся в определенной зависимости, а именно действующее число витков фазы роторной обмотки, приведенное

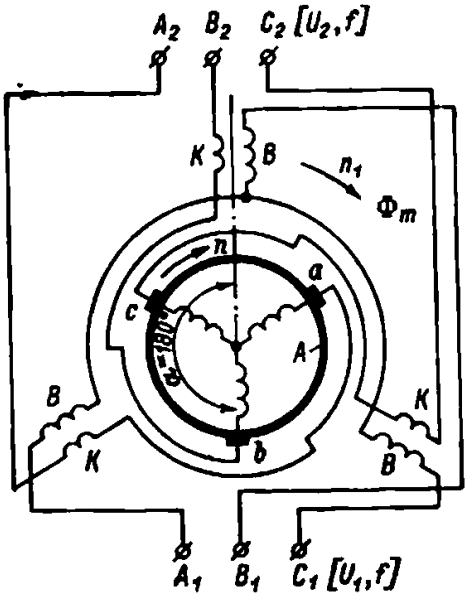


Рис. 31-2. Неявнополюсный компенсированный генератор с возбуждением на статоре

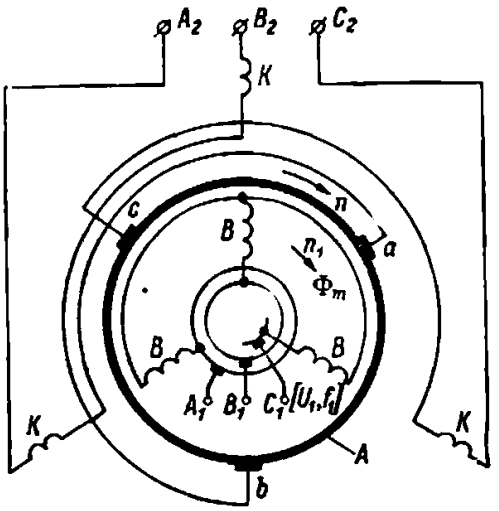


Рис. 31-3. Неявнополюсный компенсированный генератор с возбуждением на роторе

к эквивалентной звезде, должно быть равно действующему числу витков фазы компенсационной обмотки, т. е. $w_a k_{об\,a} = w_к k_{об.к}$. Тогда при установке щеток в положение $\alpha = 180°$ машина приобретает свойства компенсированного коллекторного генератора. Это положение щеток мы будем считать основным. На рис. 31-3 дана принципиальная схема коллекторного генератора с возбуждением на роторе. Эта схема отличается от предыдущей только тем, что возбуждающая обмотка B с числом витков $w_в$ укладывается в пазах ротора совместно с обмоткой ротора; в трех симметричных точках возбуждающая обмотка присоединяется к кольцам, откуда через щетки она выводится на зажимы A_1—B_1—C_1 возбуждающей системы.

Рассмотрим сначала принцип действия коллекторного генератора с возбуждением на статоре (рис. 31-2). Подведем к зажимам A_1—B_1—C_1 напряжение U_1 от сети с частотой f. В машине возникает поток Φ_m, вращающийся со скоростью n_1 в направлении следования фаз возбуждающей обмотки. Приведем ротор генератора во вращение с постоянной скоростью n в направлении вращения потока Φ_m. Тогда в обмотке w_a ротора возникает э. д. с. E_a величиной

$$E_a = \pi \sqrt{2} (f - f_{вр})\, w_a k_{об\,a} \Phi_m, \quad , \qquad (31\text{-}1)$$

где $f_{вр} = pn$. Но так как поток Φ_m вращается относительно неподвижных щеток a—b—c с полной скоростью n_1, то частота э. д. с. E_a на щетках равна частоте f возбуждающей системы.

В компенсационной обмотке $w_к$ возникает э. д. с. $E_к$, имеющая частоту f и определяемая выражением

$$E_к = \pi \sqrt{2} f w_к k_{об.\,к} \Phi_m. \quad (31\text{-}2)$$

Обмотки A и K соединены последовательно, и их оси повернуты на 180°. Поэтому на главных зажимах A_2—B_2—C_2 возникает напряжение U_2, определяемое выражением

$$U_2 = E_к - E_a = \pi \sqrt{2} f_{вр} w_a k_{об\,a} \Phi_m + \pi \sqrt{2} f (w_к k_{об.\,к} - w_a k_{об\,a}) \Phi_m. \quad (31\text{-}3)$$

Так как машина компенсирована, то второй член уравнения (31-3) равен нулю, и поэтому

$$U_2 = \pi \sqrt{2} f_{вр} w_a k_{об\,a} \Phi_m. \quad (31\text{-}4)$$

Таким образом, на главных зажимах генератора A_2—B_2—C_2 действует напряжение U_2, величина которого зависит, так же как в машинах постоянного

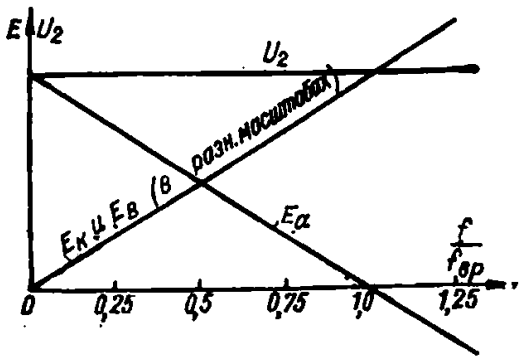


Рис. 31-4. Зависимости $E_к$, E_a, $E_в$ и $U_2 = f(f/f_{вр})$ при $\Phi_m = \text{const}$ и $f_{вр} = \text{const}$

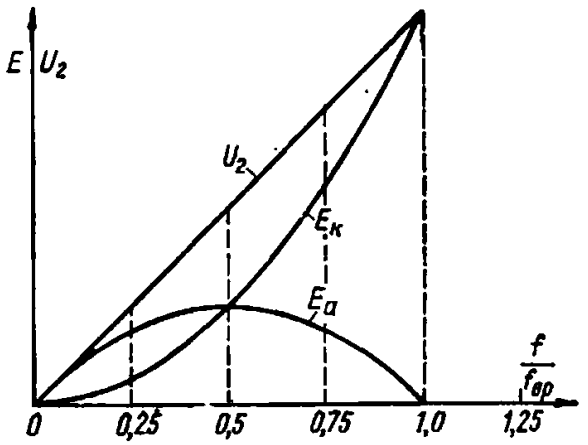


Рис. 31-5. Зависимости $E_к$, E_a и $U_2 = f(f/f_{вр})$ при $\Phi_m \sim f$ и $f_{вр} = \text{const}$

тока, от скорости вращения ротора генератора n, действующего числа витков роторной обмотки и величины потока Φ_m. При этом частота этого напряжения равна частоте f возбуждающего напряжения U_1. В обмотке возбуждения индуктируется э. д. с.

$$E_в = \pi \sqrt{2} f w_в k_{об.\,в} \Phi_m. \quad (31\text{-}5)$$

На рис. 31-4 даны характеристики U_2, его составляющих $E_к$ и E_a, а также $E_в$ в зависимости от частоты f при условии постоянства величины потока Φ_m и скорости вращения ротора генератора n. На рис. 31-5 даны те же зависимости, но при условии, что $\Phi_m \sim f$ и $f_{вр} = \text{const}$.

Ввиду того что напряжение U_2 на зажимах компенсированного коллекторного генератора согласно формуле (31-4) определяется скоростью вращения его ротора, U_2 называют э. д. с. вращения. Следовательно, можно сказать, что напряжение на зажимах компенсированного коллекторного генератора равно его э. д. с. вращения.

Полученные соотношения останутся без изменения и в том случае, если ротор будем вращать навстречу потоку Φ_m. Однако в генераторе с возбуждением на статоре это не рекомендуется, так как вызывает возрастание потерь в стали ротора и существенно затрудняет условия коммутации генератора.

Теперь рассмотрим принцип действия коллекторного генератора, выполненного с возбуждением на роторе (рис. 31-3).

Подведем к зажимам A_1—B_1—C_1 возбуждающей обмотки B напряжение U_1 с частотой f и приведем ротор во вращение со скоростью n в каком-нибудь заданном направлении, например в направлении потока Φ_m. Рассуждая, как и в предыдущем случае, получим также формулу (31-4), т. е. при прочих равных условиях напряжения U_2 на зажимах генераторов обоих типов равны.

Но в генераторе с возбуждением на роторе частота напряжения U_2 определяется частотой тока возбуждения и скоростью вращения ротора по формуле (27-21). Следовательно, в данном случае имеем $f_2=f+f_{вр}$. Если ротор приводится во вращение навстречу потоку Φ_m, то $f_2=f-f_{вр}$.

31-4. Применение коллекторного генератора

Коллекторный генератор позволяет регулировать скорость вращения асинхронного двигателя посредством изменения частоты при постоянной скорости вращения первичного двигателя, приводящего генератор во вращение. На рис. 31-6 изображена схема привода вентилятора.

На схеме *АД* — асинхронный двигатель для привода вентилятора или гребного винта; *КГ* — компенсированный коллекторный генератор с возбуждением на статоре согласно схеме на рис. 31-2; *СВ* — синхронный возбудитель, питающий обмотку возбуждения *В* генератора и приводимый во вращение двигателем постоянного тока *ДПТ* с регулируемой в требуемых пределах скоростью. Мощность генератора *КГ* должна быть равна мощности асинхронного двигателя; мощность возбудителя в вольтамперах составляет 25—35% от мощности генератора *КГ*; мощность двигателя постоянного тока при вполне компенсированном генераторе *КГ* расходуется только на покрытие потерь возбудительного агрегата.

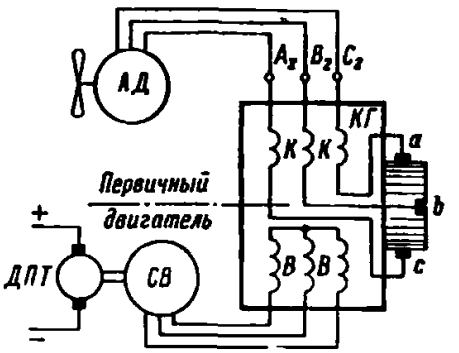


Рис. 31-6. Регулирование скорости с помощью коллекторного компенсированного генератора с возбуждением на статоре

Генератор *КГ* приводится во вращение с постоянной скоростью от какого-либо первичного двигателя и работает с частотой, задаваемой частотой возбудительного агрегата; напряжение U_2 на зажимах $A_2 - B_2 - C_2$ генератора *КГ* зависит, согласно формуле (31-4), от скорости вращения ротора генератора n и от величины потока Φ_m, создаваемого синхронным возбудителем. Регулирование скорости асинхронного двигателя производится изменением скорости двигателя постоянного тока, т. е. со стороны цепи возбуждения генератора *КГ*. Из сказанного следует, что при одновременном регулировании частоты и напряжения цепи возбуждения данная система представляет собой систему переменного тока, аналогичную системе Леонарда постоянного тока.

Помимо установок описанного выше типа, коллекторный генератор может быть использован в ряде специальных установок, например для привода рольгангов [270].

31-5. Тиристорные кремниевые управляемые вентили

Появившиеся впервые в 1957—1958 гг. тиристоры — кремниевые управляемые вентили — нашли за прошедшие несколько лет широкое применение в различных отраслях электроники и электротехники. Эти приборы имеют характеристики, качественно подобные характеристикам ионных управляемых вентилей (тиратронов, игнитронов и т. п.). Одним из существенных применений преобразователей является их использование в сочетании с электрическими машинами переменного тока: в частотных, каскадных схемах и схемах вентильных двигателей. При этом тиристоры имеют ряд существенных преимуществ перед ионными вентилями, а именно: значительно меньшее падение напряжения в проводящем состоянии (1-2 *в* вместо 10—20 *в* у ионных вентилей), значительно меньшие габариты и масса, высокая механическая прочность и простота конструкции, большой допустимый интервал рабочих температур, мгновенная готовность к работе и отсутствие необходимости в постоянном наблюдении и обслуживании.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

Общие вопросы машин переменного тока

1. **Arnold E.** Die Wechselstromtechnik: a) Bd. 1. Theorie der Wechselströme, J. La Cour, O. Bragstand, 1910; б) Bd. 3. Die Wicklungen der Wechselstrommaschinen, Arnold E., 1912; в) Bd. 4. Die synchronen Wechselstrommaschinen, Arnold E., J. La Cour, 1913; г) Bd. 5. Die asynchronen Wechselstrommachinen: Teil 1. Induktionsmaschinen. E. Arnold, J. La Cour, A. Fraenkel, 1909; Teil 2. Die Wechselstromkommutatormaschinen, E. Arnold, J. La Cour, A. Fraenkel, 1912. Berlin, J. Springer.

2. **Bloch O.** Die Ortskurven der graphischen Wechselstromtechnik. Zürich, Rascher, 1917.

3. **Hawkins C.** The Dynamo. Its theory, design and manufacture. Vol. 3 (Alternators). London, I. Pitman, 1925.

4. **Mauduit A.** Machines électriques: a) T. 1. Dynamos, alternateurs, transformateurs statiques, 1931; б) T. 2. Moteurs d'induction, machines synchrones, commutatrices, moteurs alternatifs à collecteurs, redresseurs, 1931. Paris, Dunod.

5. **Постников И. М.** Обобщенная теория и переходные процессы электрических машин. Киев, «Техника», 1966.

6. **Костенко М. П., Суханов Л. А., Аксенов В. Н.** Современные мощные гидрогенераторы. М., «Информстандартэлектро», 1967.

7. **Вольдек А. И.** Электрические машины. Л., «Энергия», 1966.

8. **СЭТ.** Справочная книга для электротехников: а) Т. 5. Общая часть, синхронные машины; б) Т. 6. Индукционные машины, коллекторные машины, вращающиеся преобразователи, специальные типы машин и трансформаторов, ионные преобразователи с управляемым разрядом. Кубуч, 1934.

9. **Рихтер Р.** Электрические машины: а) Т. 2. Синхронные машины и одноякорные преобразователи. Berlin, J. Springer, 1930; пер. с нем. ОНТИ, 1936; б) Т. 4. Индукционные машины. Berlin, J. Springer, 1936; пер. с нем. ОНТИ, 1939; в) Т. 5. Коллекторные машины однофазного и многофазного тока, регулировочные агрегаты. Berlin, J. Springer, 1950; пер. с нем. М.—Л., Госэнергоиздат, 1961; г) Kurzer Lehrbuch der elektrischen Maschinen. Berlin, J. Springer, 1949; д) Lehrbuch der Wicklungen elektrischer Maschinen. Karlsruhe, G. Braun, 1952.

10. **Kron G.** The application of tensors of the analysis of rotating electrical machinery. Schenectagy, General Electric Review, 1942.

11. **Крон Г.** Применение тензорного анализа в электротехнике. Пер. с англ. М.—Л., Госэнергоиздат, 1955.

12. **Langsdorf A.** Theory of alternating current machinery. New-York. London, Mc. Graw-Hill, 1955.

13. **Петров Г. Н.** Электрические машины. Изд. 2-е. М.—Л., Госэнергоиздат: а) Ч. 1. Введение, трансформаторы, 1956; б) Ч. 2. Асинхронные и синхронные машины, 1963; в) Ч. 3. Коллекторные машины постоянного и переменного тока, 1968.

14. **Турбогенераторы.** Расчет и конструкция. Л., «Энергия», 1967. Авт.:

В. В. Титов, Г. М. Хуторецкий, Г. А. Загородная, Г. П. Вартаньян, Д. И. Заславский, И. А. Смотров.

15. Bödeteld T., Sequenz H. Elektrische Maschinen, Einführung in die Grundlagen. Wien, J. Springer, 1942.

16. Е. Г. Комар, М. Л. Брицын. Турбогенераторы серии Т-2. Технический справочник. Лениздат, 1945.

17. Bewley L. a) Alternating current machinery. New-York, Mc. Millan, 1949; б) Tensor analysis of electric circuit and machines. U. S. A., P. Press, 1961.

18. Жерве Г. К. Промышленные испытания электрических машин. Л., «Энергия», 1968.

19. Адкинс Б. Общая теория электрических машин. London, Chapman and Hall, 1959. Пер. с англ. М.— Л., Госэнергоиздат, 1960.

20. Gibbs W. Tensors in electric machine theory. London, Chapman and Hall, 1952.

21. Лайон В. Анализ переходных процессов в электрических машинах переменного тока методом симметричных составляющих. New York, J. Wiley, 1954. Пер. с англ. М.— Л., Госэнергоиздат, 1958.

22. Грузов Л. Н. Методы математического исследования электрических машин. М.— Л., Госэнергоиздат, 1953.

23. Алексеев А. Е. Конструкция электрических машин. М.— Л., Госэнергоиздат, 1958.

24. Постников И. М. Проектирование электрических машин. Изд. 2-е. Киев, Гостехиздат УССР, 1960.

25. Kostenko M. and Piotrovski L. Electrical machines, Part one, 1962. Part two, 1963. Moskow, Foreign Languages Publishing House.

26. Казовский Е. Я. а) Некоторые вопросы переходных процессов в машинах переменного тока. М.— Л., Госэнергоиздат, 1953; б) Переходные процессы в электрических машинах переменного тока. М.— Л., Изд-во АН СССР, 1962.

27. Ковач К. П., Рац И. Переходные процессы в машинах переменного тока. Budapest. Ungarischen Akademie der Wissenschaften, 1959. Пер. с нем. М.—Л., Госэнергоиздат, 1963.

28. Страхов С. В. Переходные процессы в электрических цепях, содержащих машины переменного тока. М.— Л., Госэнергоиздат, 1960.

29. Sequenz H. Die Wicklungen elektrischen Maschinen: a) Bd. 1. Wechselstrom-Ankerwicklungen, 1950; б) Bd. 2. Wenderwicklungen, 1952; в) Bd. 3. Wechselstrom-Sonderwicklungen, 1954; г) Bd. 4. Herstellung der Wicklungen. Wien, J. Springer, 1955.

30. Лившиц-Гарик М. Обмотки машин переменного тока. М.— Л., Госэнергоиздат, 1959.

31. Kucera J. und Hapl J. Wicklungen der Wechselstrommaschinen. Berlin, VEB Technik, 1956.

32. Альпер Т. И., Сергиевская Т. Г. Охлаждение гидрогенераторов. М., «Энергия», 1969.

33. Готтер Г. Нагревание и охлаждение электрических машин. Пер. с нем. М.— Л., Госэнергоиздат, 1961.

34. Hawkins C., Smith S. and Neville S. Papers of the design of alternating-current machinery. London, I. Pitman, 1919.

35. Филиппов И. Ф. Вопросы охлаждения электрических машин. Л., «Энергия», 1964.

36. Чечет Ю. С. Электрические микромашины автоматических устройств. М.— Л., Госэнергоиздат, 1957.

37. Синхронные компенсаторы. Вопросы проектирования, монтажа и эксплуатации. М., «Энергия», 1969. Авт.: С. И. Гольденберг, Л. С. Моз, З. Б. Нейман, В. З. Пекше.

38. Электропередача постоянного тока как элемент энергетических систем. М.— Л., Изд-во АН СССР, 1962. Авт.: Л. Р. Нейман, С. Р. Глинтерник, А. В. Емельянов, В. Г. Новицкий.

39. Бурдун Г. Д., Калашников Н. В., Строцкий Л. Р. Международная система единиц. М., «Высшая школа», 1964.

40. Электрические машины. Государственные стандарты СССР. М., Стандартгиз, 1968.

41. Heuillard J. a) Progrès techniques dans la construction des turbo-alternateurs de grande puissance. Alsthom, 1967, June; б) Essais en plate-forme de l'alternateur de 600 MW de la centrale de Havre. Alsthom, 1968, July — August.

42. Shiki M. Four-pole turbogenerator for nuclear power station. Mitsubishi Denki Eng-r, 1969, June.

43. Kai T. Turbogenerators for nuclear power station. Mitsubishi Denki Eng-r, 1971, March.

44. Hill E. Rotary converters. London, Chapman and Hall, 1927.

45. Barrère M. Commutatrices et convertisseurs rotatifs. Paris, J. Baillière, 1931.

46. Bennett R. Water cooling of turbine generator rotor windings. E. El. Journal, 1968, March—April.

47. Wiedemann E. Fully water cooled turbogenerators. B. B. Rev., 1966, № 9.

48. Бергер А. Я. Турбогенераторы переменного тока. Т. 1, 1935; Т. 2, 1937; Т. 3, 1941. М.—Л., Госэнергоиздат.

49. Алексеев А. Е., Костенко М. П. Турбогенераторы. М.— Л., Госэнергоиздат, 1939.

50. Анемподистов В. П., Кашарский Э. Г., Урусов И. Д. Проблемы крупного турбогенераторостроения. М.— Л., Изд-во АН СССР, 1960.

51. Брицын М. Л., Хуторецкий Г. М. Турбогенераторы мощностью 100 *Мвт* и выше с непосредственным охлаждением обмоток. М.— Л., Изд-во АН СССР, 1960.

52. Комар Е. Г. а) Вопросы эксплуатации турбогенераторов. М.— Л., Госэнергоиздат, 1950; б) Вопросы проектирования турбогенераторов. М.— Л., Госэнергоиздат, 1955.

53. Хуторецкий Г. М. Проектирование и расчет современных двухполюсных турбогенераторов. ЛПИ им. М. И. Калинина, 1962.

54. Holley C., Willyoung D. Stator winding systems with reduced vibratory forces for large turbine generators, IEEE Trans., 1970, PAS-89, № 8.

55. Домбровский В. В., Ипатов П. М., Пинский Г. Б. Проектирование гидрогенераторов. Ч. 1. Электромагнитные расчеты. Л., «Энергия», 1965. Ч. 2. Конструкции. Механические расчеты. Л., «Энергия», 1968.

56. Large Hydroelectric generators of the Soviet Union, CIGRE. Session 1954, Report 150. Auth.: N. Ivanov, A. Yeremeyev, R. Luter, M. Kaplan.

57. Grgic A. Leistungsgrenzen für zwei und vierpolige Turbogeneratoren auf Grund mechanischen Beanspruchungen. BB-Mitt., 1969, № 8.

58. Muira H. Design features of recent waterwheel generators. Mitsubishi Denki Eng-r. 1970, № 24, April.

59. Ringland W., Kilbourne C., Kilgore L. American development in generator cooling. CIGRE. Session 1956, rep. 127.

60. Noser R., Krawz R. Turbo-alternator with liquid-cooled rotor. CIGRE. Session 1966, rep. 111.

61a. Ipsen P., Massingill Y. 800 Mw expansion of big sandy plant of the AEP system. Amer. Power Conference, 1968, April 23—25, pt. 3.

61б. Barby C. und Kunoth K. a) Die 160 MVA Generatoren Wasserkraftanlage Furnas (Brazilien). Siemens Zeit., 1962, № 5; б) Die Generatoren des Pumpspeicherwerks Vianden. Siemens Zeit., 1963, № 1.

61в. Strömberg T. The 150 MVA generators at stornorrfors, ASEA Fourn., 1960, № 1—2.

61г. Matthias F., Travers F., Ducan J. Planning and construction of the chute des passes hydroelectric power project. Canada. The Engineering Journal, 1960, January.

61д. Thorgerson T. and Basilesco J. Electric features of the Niagara power project. El. Engineering, 1961, October.

62. Wiedemann E. Wasserkraftgeneratoren mit Flüssigkeitskühlung in Stator und Rotor. BB-Mitt., 1964, № 5.

63. Кашарский Э. Г., Сафиуллина Р. Х., Урусов И. Д. Научно-методические вопросы создания серий крупных синхронных машин. М.— Л., Изд-во АН СССР, 1962. (АН СССР. Ин-т электромеханики).

64. **Landhalt H., Nordberg B.** 345 MVa water-cooled synchronous condenser for dumont station, Part 2. Design, construction and testing. IEEE, Winter Power meeting, 1971, № 9.

65. **Haydock J. and Warnock J.** Giant-sized hydraulic turbines — review and forecasts. Amer. Power Conference, 1968.

66. **Baltsberger K., Gamlesaeter K.** Betriebserfahrungen mit vollständig wassergekühlte Schenkelpolmaschinen. BB-Mitt., 1971, № 1.

67. **Fukawa K.** Modern large hydropower equipment. Toshiba Rev., 1971, March.

68. **Berglund B., Tengstrand C.** Technical features and economic implications of the seitevare water-cooled hydrogenerator. Proc. Amer. Power Conference, 1969, vol. 31.

69. **Mc Connel P.** Application of large hydrogenerators in Canada. Proc. Amer. Power Conference, 1969, vol. 31.

70. **Crary S.** Power system stability. Vol. 1. Steady state stability, 1945. Vol. 2. Transient stability, 1947. New York, J. Wiley.

71. **Горев А. А.** а) Переходные процессы синхронной машины. М.— Л., Госэнергоиздат, 1950; б) Избранные труды по вопросам устойчивости электрических систем. М.— Л., Госэнергоиздат, 1960.

72. **Важнов А. И.** а) Основы теории переходных процессов синхронной машины. М.— Л., Госэнергоиздат, 1960; б) Электрические машины. Л., «Энергия», 1969.

73. **Конкордиа Ч.** Синхронные машины. Переходные и установившиеся процессы. New York, J. Wiley, 1951. Пер. с англ. М.— Л., Госэнергоиздат, 1959.

74. **Babtist J.** Large hydroelectric generators for Grand Coulee third power plant. Proc. Amer. Power Conference, 1969, vol. 31.

75. **Кимбарк Е.** Синхронные машины и устойчивость электрических систем. New York, J. Wiley, 1956. Пер. с англ. М.— Л., Госэнергоиздат, 1960.

76. **Лайбл Т.** Теория синхронной машины при переходных процессах. Berlin, J. Springer, 1952. Пер. с нем. М.— Л., Госэнергоиздат, 1957.

77. **Веников В. А.** Переходные электромеханические процессы в электрических системах. М., «Энергия», 1964.

78. **Апсит В. В.** Синхронные машины с когтеобразными полюсами. Рига. Изд-во Латв. ССР, 1959.

79. **Электродинамическое** моделирование энергетических систем. [Сборник статей]. Под ред. М. Костенко. М.— Л. Изд-во АН СССР, 1959. (АН СССР. Ин-т электромеханики).

80. **Урусов И. Д.** Линейная теория колебаний синхронной машины. М.— Л., Изд-во АН СССР, 1960. (АН СССР. Ин-т электромеханики).

81. **Potier A.** Sur la réaction d'induit des alternateurs. Paris, L'Eclairage Electrique, 1900, t. 24.

82. **Ashley E.** Operation and maintenance of large hydro turbines on the Columbia and Snake Rivers. Proc. Amer. Power Conference, 1970, vol. 32.

83. **Fujuta J.** Kisen'yama pumped-storage power Station pt. 2, 250 MVa/Mw generator-motor. Toshiba Rev., 1971, February.

84. **Holley C., Willyoung D.** Conductor-cooled rotor for large turbogenerators; experience and prospects. CIGRE, 1970, 23nd Session, vol. 1, 1 section, group 11, papers 11-06.

85. **Doherty R. and Shirley O.** Reactance of synchronous machines and its applications. AIEE Trans., 1918.

86. **Глебов И. А.** Системы возбуждения синхронных генераторов с управляемыми преобразователями. М.— Л., Изд-во АН СССР, 1960. (АН СССР. Ин-т электромеханики).

87. **Hossli W.** Die 1160 MW Turbine für Kernkraftwerk "Donald C. Cook" der AEP. BB-Mitt., 1972, № 1.

88. **Hoover D. B.** The brushless excitation system for large a. c. generators. Westinghouse Engineer, 1964, № 9.

89. **Сильное** регулирование возбуждения. М.— Л., Госэнергоиздат, 1963. Авт.: В. А. Веников, Г. Р. Герценберг, С. А. Совалов и Н. И. Соколов.

90. **Веников В. А., Иванов-Смоленский А. В.** Физическое моделирование электрических систем. М.— Л., Госэнергоиздат, 1956.

91. Hiebler H. Der 1333 MVa-Generator für das Kernkraftwerk "Donald C. Cook" der AEP. BB-Mitt., 1972, № 1.

92. Turbine generators for nuclear power stations. Mitsubishi Denki Enger, 1971, № 31. Auth.: T. Kai, N. Oishi, K. Hayami, H. Ito, N. Amagasa.

93. Noser R., Pohl H. Cooling large turbogenerators without hydrogen. IEEE, PAS-90, 1971, № 5.

94. Concordia C., Brown P. Transient behavior of synchronous machine and shunt-connected thyristor exciter under system faults. IEEE, PAS-90, 1971, № 5.

95. Blondel A. a) Complément à la theorie des alternateurs à deux reactions. R. G. E., 1922, t. 12; б) Application de la methode de deux reactions à l'étude des phenomènes oscillatoires des alternateurs couplés. R. G. E., 1923, t. 13.

96. Технико-экономические проблемы электрогенерирующего оборудования энергосистем. [Сборник статей]. Л., «Наука», 1968. (АН СССР. Ин-т электромеханики).

97. Weber A. et Orliac M. Les alternateurs de la Centrale de Malgovert. Révue Electr. Mecan., 1955, № 99—100.

98. Doherty R. and Nickle C. Synchronous machines: a) Part 1 and 2. An extension of blondel's two reaction theory. Steady state power angle characteristics. AIEE Trans., 1926; б) Part 3. Torque-angle characteristics under transient conditions. AIEE Trans., 1927; в) Part 4. Synchronous machines, single phase short circuit. AIEE Trans., 1928. г) Part 5. Three-phase short circuit synchronous machines. AIEE Trans., 1930.

99. Park R. a) Definition of an ideal synchronous machine and formula for the armature flux linkage. G. E. R., 1928; б) Two-reaction theory of synchronous machines-generalised method of analysis. Part 1. AIEE Trans., 1929; Part 2. AIEE Trans., 1933.

100. Wieseman R. Graphical determination of magnetic fields (practical applications to salient pole synchronous machine design). AIEE Trans., 1927.

101. Alger P. The calculation of armature reactance of synchronous machines. AIEE Trans., 1928.

102. Linville T. Starting performance of salient pole synchronous machines. AIEE Trans., 1930.

103. Tolwinski W. Das Problem der unsymmetrischen Belastung des synchron Drehstromgenerators und des Drehstromtransformators. A. f. E., 1930, Bd. 23, № 5.

104. Научно-технические проблемы крупного турбо- и гидрогенераторостроения. [Сборник статей]. Л., «Наука», 1967. (АН СССР. Ин-т электромеханики).

105. Теоретические и экспериментальные исследования турбо- и гидрогенераторов большой мощности. [Сборник статей]. Л., «Наука», 1968. (АН СССР. Ин-т электромеханики).

106. Кашарский Э. Г. Специальные вопросы расчета и исследования синхронных машин с массивным ротором. Л., «Наука», 1965.

107. Горев А. А. Основные уравнения переходных процессов синхронной машины.— «Электричество», 1938, № 2.

108. Лютер Р. А. О моментах вращения синхронной машины при периодических ее качаниях.— «Электричество», 1940, № 2.

109. Liwchitz M. a) Positive and negative damping in synchronous machines. AIEE Trans., 1941; б) Damping and synchronising torque of double-fed asynchronous machines. AIEE Trans., 1941.

110. Concordia Ch. a) Rotating electrical machine time constants at low speeds. AIEE Trans., 1946; б) Synchronous machine damping and synchronising torques. AIEE Trans., 1951, pt. 1.

111. Теория, расчет и исследование высокоиспользованных электрических машин. [Сборник статей]. Л., «Наука», 1965.

112. Системы возбуждения и регулирования синхронных машин и мощные статические преобразователи. [Сборник статей]. Л., «Наука», 1967.

113. Электрические машины. (Исследования, вопросы теории и расчета). [Сборник статей]. Л., «Наука», 1965.

114. Hoard B. and Weiner L. Matching electrical characteristics of McNary generators and transformers with bonneville power administration transmission system. AIEE Trans., 1949.

115. Исследование электромагнитных полей, параметров и потерь в мощных электрических машинах. [Сборник статей]. Л., «Наука», 1966.

116. **Костенко М. П., Коник Б. Е.** Определение основной и третьей гармоник поля якоря и поля полюсов явнополюсной синхронной машины.— «Электричество», 1951, № 3.

117. **Honsinger V.** Theory of end winding leakage reactance. AIEE Trans., 1959, August, pt. 3.

118. **Tegopoulos J.** a) End component of armature leakage reactance of turbine generators. AIEE Trans., 1963, vol. 82, pt. 3; 1964, June, vol. 83; b) Forses on the end winding of turbo-generators. IEEE Trans., PAS-85, 1966, № 2.

119. **Вольдек А. И.** Методика расчета векторного магнитного потенциала лобовых частей обмоток электрических машин.— «Труды ЛПИ им. М. И. Калинина, 1964, № 241; «Электричество», 1963, № 1.

120. **Harrington D. and Elligott U. Mc.** New developments in armature windings arrangements for large Turbine Generators. AIEE Trans., 1954, pt. 3-A.

121. **Paulus C., Fitzegerald J. and Bellack J.** Application of conductor-cooled generators. National Power Ponference, Çincinati, Ohio, 1963, September.

122. **Venikov V., Strow V.** Power system stability as affected by automatic control od generators. IEEE, Pap. 71TR — RWR, Winter Power Meeting, 1971, № 9.

123. **Canay M.** Ersatz Schemata der Synchronmachine zur Berechnung von Pohlradgrössen bei nichstationären Vorgângen sowie asynchronen Anlauf. Teil 1. Turbogeneratoren, BB-Mitt., 1969, № 2.

124. **Canay M.** Entwicklungsstand der Turbogeneratoren. BB-Mitt., 1969, № 8.

125. **Nippes P.** Short-circuit torques in turbine generators, AIEE Trans., 1959, pt. 3.

126. **Althammer P.** Berechnung des magnetischen Feldes in den Wickelköpfen von Turbogeneratoren. BB-Mitt., 1964, № 5.

127. **Baudry R. and King R. I.** Improved cooling increases Generator capabilities. Westinghouse Engineer, 1964, № 11.

128. **Lawrenson P.** Calculation of machine end-winding inductances with special reference to turbogenerators. Proc. IEE, 1970, vol. 117, № 6.

129. **Козырев Н. А.** Изоляция электрических машин и методы ее испытания. М.— Л., Госэнергоиздат, 1962.

130. **Akers H.** Present trends in design of large turbine generators. Proc. Amer. Power Conference, 1970, vol. 32.

131. **Harrington J.** Trends and advancements in the design of large generators. Proc. Amer. Power Conference, 1970, vol. 32.

132. **Davies E.** Airgap windings for large turbogenerators. Proc. IEE, 1971, vol. 118, № 3/4.

133. **Evolution** of large generators. El. Rev., 1971, № 15.

134. **Olmsted L.** 8th steam station design survey. Revcais sharp upturn in unit Size, El. World., 1964, 19 October.

135. **Houser W., Hindle W. and Tyerman J.** Production and installation of vertical water-generators. AIEE Trans., 1955, pt. 3.

136. **Leupin G.** Generatoren für das Wasserkraftwerk Assuan am Nill. BB-Mitt., 1956, № 12.

137. **Kilbourn C. and Holley C.** Liquid cooling of turbine-generator winding. AIEE Trans., 1956, pt. 3.

138. **Floyed G. and Sills H.** The evolution of the modern waterwheel generators in Canada. AIEE Trans., 1958, pt. 3.

139. **Wiedemann E.** Grenzleistungs-Turbo-Generatoren. BB-Mitt., 1958, № 1.

140. **Knox R.** British developments in the design of very large synchronous generators. EL. News and Eng-g, 1971, April.

141. **Станиславский Л. Я.** а) Турбогенераторы мощностью от 30 до 300 *Мвт* завода ХЭТЗ.— «Электричество», 1958, № 3; б) Опытный турбогенератор с внутренним водородным охлаждением обмоток статора и ротора при давлении 3 *атм*.— «Электричество», 1958, № 8.

142. **Казовский Е. Я., Костенко М. П.** Современные методы рассмотрения переходных процессов в электрических машинах переменного тока.— «Энергетика и автоматика», 1959, № 4.

143 Harrington D. and Whittlesey J. The analysis of sudden-short circuit oscillograms of steam turbine generators. AIEE Trans., 1959, pt. 3.

144. Design, construction and operation of brownlee hydroelectric development. AIEE Trans., 1959, pt. 3-B, Auth.: G. Soule, T. Heikes, W. Mitchell, O. Schaufelberger.

145. Лябьев М. И. Уравнения электрических машин переменного тока в физических и относительных единицах.— «Электричество», 1960, № 1.

146. Carpantier L. Moyens de reculer des limites de réalisation de grands alternateurs hydrauliques. R. G. E., 1960, № 6.

147. Modern powerful turbo- and hydro-generators, their cooling systems and performance. CIGRE, Session 1964, Paris, rep. 129. Auth.: M. P. Kostenko, E. J. Kazovsky, N. P. Ivanov, L. J. Stanislavsky, K. F. Potekhin.

148. Water-cooled rotors. Energy International, 1971, February.

149. Kidd K. Peace river hydroelectric development begins. El. World, 1960, July 2.

150. Dureault M., Kohn S. et Loyez R. Part 1. Wolfhugel A., Therby M.; Part 2. Evolution et construction des tourboalternateurs moderns de grande puissance. R. G. E., 1962, № 2.

151. Kostenko M. P., Karpov G. et Kazovsky E. Determination des paramètres des piussants alternateurs de centrales hydroélectriques de la Basse — Volga. CIGRE, Session 1962, rap. 124.

Асинхронные машины

152. Hobart H. Electric motors, their theory and construction. Vol 2. Polyphase current. London, Pitman, 1923.

153. Heubach J. Der Drehstrommotor. Berlin, J. Springer, 1923.

154. Vickers M. The induction motor in theory, design and practice. London, Pitman. 1925.

155. Rummel E. Die Asynchronmotoren und ihre Berechnung. Berlin, J. Springer, 1926.

156. Шайт Г. Индукционные регуляторы трехфазного тока. Пер. с нем. ОНТИ, 1933.

157. Круг К. А. Бесколлекторные асинхронные двигатели. Изд. 2-е. Кубуч, 1928.

158. Sallinger F. Die asynchronen Drehstrommaschinen mit und ohne Stromwender. Berlin, J. Springer, 1928.

159. Benischke G. Die asynchronen Wechselfeldmotoren, Kommutator und Induktionsmotoren. Zweite Auflage. Berlin, J. Springer, 1929.

160. Chapman F. A study of the induction motor. New-York, J. Wiley, 1930.

161. Blomquist T. Die Eisensättigung des Drehstrommotoren. ETZ, 1923, № 23.

162. Baffrey M. Zur Vorausberechnung von Kurzschlussankermotoren. A. f. E., 1926, Bd. 17.

163. Punga P. and Raydt O. Drehstrommotoren mit Doppelkäfiganker. Berlin, J. Springer, 1931.

164. Васильев Д. В. а) Электрические машины в схемах синхронной связи, ОНТИ, 1935; б) Индукционные системы синхронной связи. М.— Л., Госэнергоиздат, 1949.

165. Апаров Б. П. Машины переменного тока. Т. 1. Асинхронные машины. ОНТИ, 1936.

166. Трапезников В. А. Основы проектирования серий асинхронных машин. ОНТИ, 1937.

167. Veinott C. Fractional horsepower electric motors. New York, McGraw — Hill, 1948.

168. Лопухина Е. М., Соломина Г. С. Расчет асинхронных микродвигателей однофазного и трехфазного тока. М.— Л., Госэнергоиздат, 1961.

169. Адаменко Л. И. Однофазные конденсаторные двигатели. Киев, Изд-во АН Укр. ССР, 1960.

170. Сыромятников И. А. Режимы работы асинхронных двигателей. М.— Л., Госэнергоиздат, 1950,

171. Alger P. The nature of polyphase induction machines. New-York. J. Willey, 1951.
172. Schuisky W. Elektromotore. Wien, J. Springer, 1951.
173. Spreadbury F., Fractional H. P. Electric motors. London, I Pitman, 1951.
174. Булгаков А. А. Частотное управление асинхронных электродвигателей. М.— Л., Изд-во АН СССР, 1955.
175. Мкртчан Д. П., Хрущев В. В. Однофазные сельсины. Л., Судпромгиз, 1957
176. Пиотровский Л. М., Васютинский С. Б., Несговорова Е. Д. Испытания электрических машин (трансформаторы и асинхронные машины). М.— Л., Госэнергоиздат, 1960.
177. Ермолин Н. П. Электрические машины малой мощности. М., «Высшая школа», 1962.
178. Dolivo-Dobrowolsky M. Die neuesten Drehstrommotoren ohne Schleifkontakte der A. E. G. E. T. Z. 1893.
179. Boucherot P. Moteurs à courant polyphase à induits fermés sur eux memes et démarrant en charge. L'Industrie Electrique, 1898; L'Eclairage Electrique, vol. 14.
180. Heyland A. a) Ein graphisches Verfahren sur Vorausberechnung von Transformatoren und Mehrphasenmotoren. E. T. Z., 1894; б) a propos du moteur asynchrone polyhase et de son diagramme. R. G. E., t. 24, 1928; в) Das Kreisdiagramm des kompensierten Motoren. E. T. Z., 1903.
181. Goldschmidt R. Diagramme für Induktionsmotoren. E. T. Z., 1900.
182. Osnos M. Ein neues Verfahren zum Kompensieren der Phasenverschiebung in asynchronen Wechselstrommaschinen. E. T. Z., 1902.
183. Bragstad O. und Fraenkel A. Untersuchung und Berechnung der zusätzlichen in Asynchronmotoren. E. T. Z., 1908.
184 Rüdenberg R. Asynchronmotoren mit Selbstanlauf durch tertiäre Wirbelströme. E. T. Z., 1918.
185. Alexanderson E. General characteristics of electric ship propulsion equipments. G. E. R., 1919, № 5.
186. Dreyfus L. Die Theorie des Drehstrommotoren mit Kurzschlussanker. Stokholm, Gunnar Tiesells, 1924.
187. Костенко М. П. Работа многофазного асинхронного двигателя при переменном числе периодов.— «Электричество», 1925, № 2.
188. Liwschitz M. Asynchronmotoren mit Kurzschlussläufer für hohen Anlaufmoment und niedrigen Anlaufstrom. Siem. Zeitschrift, 1925, 1927, 1928; A. f. E., 1925, Bd. 14.
189. Kafka H. Zur Konstruktion des genauen Kreisdiagramms. A. f. E., 1927, Bd. 18.
190. Касьянов В. Т. а) Многократные каскады из трехфазных индукционных машин.— «Электричество», 1926, № 2; 1927, № 5; б) Электрическая машина двойного питания как общий случай машины переменного тока.— «Электричество», 1931, № 22.
191. Hemmeter H. Eine neue einfache Konstruktion des genauen Kreisdiagramms. A. f. E., 1927, Bd. 18, № 1.
192. Lund H. a) Ein graphisches Verfahren zur Berechnung des Boucherot-Motors. A. f. E., 1928, № 4; b) Der A. E. G.-Doppelnutmotor A. E. G.-Mitt., 1928, № 1.
193. Böttcher A. Berechung des Doppelnutmotors. A. E. G.-Mitt., 1928.
194. Костенко М. П. Теория и расчет двигателей Бушеро.— В кн.: Электромашиностроение. НТОЭ, 1930.
195. Schenfer C. und Moskwitin A. Experimentelle Untersuchungen des Skineffektes. A. f. E., 1930. H. 24, № 6.
196. Möller H. Über die Drehmomente beim Anlauf von Drehstrommotor mit Käfigläufer. A. f. E., 1930. H. 24.
197. Kostenko M. Das Kreisdiagramm und das demselben entsprechende Ersatzschema der Asynchronmaschine. E. u. M., 1931, № 38.
198. Hoseason D. a) The predetermination of the performance of induction motors. London, I. E. E. Journal, 1925; b) the Cooling of electrical machines. Ibidem, 1931.

199. **Koch C.** Measurement of stray load loss in polyphase induction motors AIEE Trans., 1932.
200. **Morgan T. and Narboutovskih P.** Stray-load test on induction machines. AIEE Trans., 1934.
201. **Linville T. and Woodward J.** Selsyn instruments for position systems. Electr. Eng., 1934, November.
202. **Heller F.** Zusätzliche Momente beim Anlauf von Käfigankermotoren. A. f. E., 1935, Bd. 29.
203. **Stanley H.** An analysis of the induction machine. AIEE Trans., 1938.
204. **Кузнецов Б. И.** Диаграмма тока двигателя с глубоким пазом и двигателя Бушеро по данным опыта холостого хода и короткого замыкания.— «Электричество», 1940, № 1.
205. **Himerbrook F.** Single-phase induction-motor performance calculation. AIEE Trans., 1941.
206. **Concordia Ch., Crary S. and Kron G.** The double fed machine. AIEE Trans., 1942.
207. **Trickey P.** Performance calculation on polyphase reluctance motors (Synchronous motors without field excitation). AIEE Trans., 1946.
208. **Пиотровский Л. М.** а) Диаграмма токов индукционного двигателя с переменным индуктивным сопротивлением.— «Электричество», 1937, № 14; б) Геометрическое место токов асинхронной машины с переменным насыщением стали.— «Электричество», 1946, № 2; в) Развитие круговой диаграммы за 50 лет.— «Электричество», 1946, № 6.
209. **Alger P. and Wray J.** Double and triple squirrel cage for polyphase induction motors. AIEE Trans., 1953, pt. 3.
210. **Godman J. A.** design method for double squirrel cage induction motors. AIEE Trans., 1953, pt. 3.
211. **Courtin J.** Report on double-Cage rotor symposium. AIEE Trans., 1953, pt. 3.
212. **Midendorf W.** Carculation of induction motor torque and power. AIEE Trans., 1958, pt. 3.
213. **Каасик П. Ю.** Точная круговая диаграмма асинхронной машины малой мощности.— «Изв. вузов. Электромеханика», 1961, № 1.
214. **Общие** вопросы теории гистерезисных электродвигателей.— «Электричество». 1958. № 7. Авт.: А Н. Ларионов, П. З. Мастяев, И. Н. Орлов. Д. Н. Панов.
215. **Jordan H.** Synthesis of double-Cage induction motor design. AIEE Trans., 1959, pt. 3.
216. **Veinott C.** a) Induction machinery design being revolutionised by the digital computer. AIEE Trans., 1956, vol. 75, pt. 3; б) Synthesis of induction motor design on a digital computer. Ibidem. 1960, pt. 3.
217. **Геллер Б., Гамата В.** Дополнительные поля, моменты и потери мощности в асинхронных машинах. Пер. с чешск. М., «Энергия», 1964.
218. **Гарро М.** Электрическая тяга. Пер. с франц. М., Трансжелдориздат, 1959.
219. **Параметры** современных тяговых двигателей электровозов и автономных локомотивов. Л., «Наука», 1964. Авт.: А. Р. Дембо, В. А. Кожевников, А. В. Кочнев, В. В. Прусс-Жуковский.
220. **Graybeal T.** Derivation of the basic constants of the general induction machine in terms of winding parameters. AIEE Trans., 1961, vol. 80, pt. 3.
221. **Agarwal P. and Alger P.** Saturation factors for leakage reactance of induction motor. AIEE Trans., 1960, vol. 79, pt.3.
222. **Angst G.** Polyphase induction motor with solid rotor effects of saturation and finite length. AIEE Trans., 1961, vol. 80, pt. 3.

Коллекторные машины переменного тока и каскадные соединения

223. **Jacquin Ch.** Les alternateurs à collecteur monophasés et polyphasés. Paris, Gautier — Villard, 1907.
224. **Schenkel M.** Die Kommutatormaschinen für einphasigen und mehrphasigen Wechselstrom. Berlin, W. de Gruyter, 1924.

225. **Walker M.** The control of the speed and power factor of induction motors. London, Ernest Benn, 1924.
226. **Olliver C.** The A. C. commutator motor. London, Chapman and Hall, 1927.
227. **Zabransky H.** Die wirtschaftliche Regelung von Drehstrommotoren durch Drehstrom-Gleichstrom-Kaskaden. Berlin, J. Springer, 1927.
228. **Дрейфус Л.** Коллекторные каскады. Berlin, J. Springer, 1931. Пер. с нем. М.— Л., Госэнергоиздат, 1934.
229. **Schait H.** Kompensierte und synchronisierte Asynchronmotoren. Berlin, J. Springer, 1929.
230. **Шенфер К. И.** Коллекторные двигатели переменного тока. ГОНТИ, 1933.
231. **Костенко М. П.** Коллекторные машины переменного тока. Кубуч, 1933.
232. **Addkins B. and Gibbs W.** Polyphase commutator machines. Cambridg., University Press, 1951.
233. **Benedikt Otto.** Die neue elektrische Machine „Autodyne", Berlin, Akad. Verlag, 1957.
234. **Taylor E.** The performance and design of a. c. commutator motors. London, I. Pitman, 1958.
235. **Klima V., Rosek J.** Troijfazové Kommutatorvė derivacnI motory. Praha, Ceskoslovenské akad. ved., 1962.
236. **Schenkel M.** Der Drehstrom-Reihenschlussmotor der Siemens-Schuckert-Werke. E. T. Z., 1912.
237. **Иванов Н. А.** Трехфазная последовательная коллекторная машина как двигатель и генератор.— «Электричество», 1912.
238. **Schenfer C.** a) Kommutierungsstromkurven bei Einphasen-Kollektormotoren, E. u. M., 1911, № 53; б) Kommutationsstromkurven bei Mehrphasenkollektormotoren. E. u. M., 1912, № 17; в) Experimentelle Untersuchung der Kommutierung bei dem Einphasenkollektormotorender SSW. E. u. M., 1914, № 12.
239. **Helsen H.** Die Kompensation des Phasenverschiebung von Induktionsmaschinen durch selbsterregte Hauptstromdrehfeld-Erregermaschinen. E. T. Z., 1917.
240. **Altes W.** a) The brush-shifting polyphase series motor. G. E. R., 1916; б) The polyphase shunt motor. Ibidem, 1918.
241. **Latour M.** Commutation in alternating current machinery. AIEE Proc., 1918.
242. **Schrage H.** a) Ein neuer Drehstrom-Kommutatormotor mit Nebenschlussregelung durch Bürstenverschiebung. E. T. Z., 1914; b) Die Oberfelder beim rotorspeisten Kollektormotors. E. u. M., 1935; v) Mehrfachparallelwicklungen für Drehfeld Kommutatormaschinen. Bull. Schweiz. Elektrotechn. Verein, 1943.
243. **Hull J.** Theory of speed and power-factor control of large induction motors by neutralised polyphase alternating-current commutator machines. G. E. R., 1920.
244. **Ridsdale J.** The theory of the three-phase shunt commutator moter. London, Electrician, 1912.
245. **Siegel E.** Das Kreisdiagramm des Repulsion Motor. E. u. M., 1921.
246. **Kade F.** Die Theorie und Wicklungsweise der kompensierten Asynchronmotoren. E. T. Z., 1924.
247. **Kaden H.** Die Theorie der kompensierten Asynchronmaschine. A. f. E., 1925, H. 14, № 5.
248. **Костенко М. П., Лютер Р. А.** Трехфазные компенсированные асинхронные двигатели.— «Электричество», 1925, № 1.
249. **Weiler W.** Drehzahlregelung von Asynchronmotoren durch netzerregte Drehstrom-Erregermaschine. E. T. Z., 1925.
250. **Костенко М. П.** Коллекторный шунтовой многофазный двигатель системы Шраге.— «Электричество», 1925, № 8.
251. **Richter R.** Der Läuferspeiste Drehstrom-Nebenschluss-Motor und neue Ausführung des fremderregten Frequenzwandler. E. T. Z., 1925.
252. **Walz H.** Über die Ortskurven des Primärstromes einer Induktionsmaschine mit eigenerregten Drehstromerregermaschine. E. u. M., 1927.
253. **Lewschitz M.** Die Drehfeldmaschine in Verbindung mit fremderregter Erregermaschine. A. f. E., 1927, Bd. 19.

254. **Hess H.** Zur Theorie des kompensierten Asynchronmotors A. f. E., 1928, Bd. 20, № 1.

255. **Rosenthal H.** Stufenlosregelbare Drehstrom-Nebenschlussmotoren mit Ständerspeisung. A. E. G.-Mitt., 1929.

256. **Костенко М. П., Завалишин Д. А.** а) Современные фазовые компенсаторы с собственным возбуждением.— «Электричество», 1929, № 11—12; б) Экспериментальное исследование фазовых компенсаторов собственного возбуждения.— «Электричество», 1929, № 19—20.

257 **Seiz W.** Die Regelung den Drehzahl von Induktionsmotoren im unter- und übersynchronen Gebiet nach System Brown-Boveri-Scherbius. E. u. M., 1924; E T Z., 1926; BB-Mitt., 1925, 1930.

258. **Kostenko M. P.** Die mehrphasigen Kollektor und Induktionsmaschinen als Sonderfall des „Allgemeinen transformators". A. f. E., 1930, Bd. 23, № 4.

259. **Костенко М. П.** Каскадные соединения асинхронной и коллекторной машин как частные случаи «всеобщего трансформатора».— «Вестник электротехники», 1930, № 11.

260. **Kostenko M. P. und Zavalischin D. A.** Experimentelle und theoretische Kreisdiagramme der mehrphasigen Kollektormaschinen nach der Methode des „Allgemeinen Transformators". E. u. M., 1931, № 6.

261. **Hellmund R. und Ludwig L.** Sparking under brushes of commutator machines. AIEE Trans., 1933.

262. **Coulthard W.** A Generalized equivalent circuit in the theory of polyphase commutator motors. AIEE Trans., 1941.

263. **Conrad A., Zweig F. und Clarke J.** Theory of the brush-shifting a. c. motor. AIEE Trans., pt. 1, 2, 1941; pt. 3, 4, 1942.

264. **Franklin P.** a) The circle diagram of the polyphase brush-shifting commutator motor (Schrage type). AIEE Trans.. 1947; б) A study of the 3-phase commutator armature with six adjustable brushes. Ibidem, 1948.

265. **Костенко М. П.** Компенсированный многофазный альтернатор с круговым вращающимся полем и независимым возбуждением переменного тока.— «Электричество», 1925, № 7; 1948, № 2.

266. **Cučera T.** La theorie du motor à collecteur Schrage. RGE, 1962, № 6.

267. **Костенко М. П., Гнедин Л. П.** Теория и расчет трехфазных коллекторных машин и каскадных соединений. Л., «Наука», 1964.

268. **Rauhut P.** а) Der rotorgespeiste Dreiphasen-Nebenschluss-Kommutatormotor und seine Entwicklung, BB-Mit, 1949, № 3—4; б) Scherbiusmaschinen für Drehzahlregelung, Phasenkompensation und Leistungsregelung von Asynchronmaschinen. BB-Mitt., 1951; № 5—6; в) Der Kommutator-Frequenztumformer, ein Hilfsmittel für den Langsamgang von Arbeitsmaschinen. BB-Mitt., 1951, № 5—6; г) Wann, wo und wie wählt man die Scherbiusregelung. BB-Mitt., 1954, № 12; д) Der Umformer für elastische Netzkupplung. BB-Mitt., 1955; № 9; е) Der Netzkupplungs-Umformer Auhof der Österreichischen Bunderbahnen. BB-Mitt., 1958; № 5; ж) Der Scherbius-Regelsatz zum Hauptumformer des CENR. Genf. BB-Mitt, 1959, № 6.

269. **Лернер А.** Синхронизация вращения коллекторных двигателей типа Шраге—Рахтера. — «Электричество», 1940, № 7.

270. **Koch H.** Scherbiusmaschinen als Niederfrequenzgeneratoren für Rollgangantriebe. BB-Mitt., 1961, № 11/12; 1963, № 11/12.

Дополнительная литература

271. **Данилевич Я. Б., Домбровский В. В., Казовский Е. Я.** Параметры электрических машин переменного тока. Л., «Наука», 1965.

272. **Алябьев М. И.** Общая теория судовых электрических машин. Л., «Судостроение», 1965.

273. **Трещев И. И.** Несимметричные режимы судовых машин переменного тока. Л., «Судостроение», 1965.

274. **Baudry R. and King E.** Improved cooling for generators of large rating. IEEE Trans. Power App. and Syst., 1955, № 2

275. **King E. and Batchelor J.** Effects of unbalanced current on turbinegenerators. IEEE Trans. Power. App. and Syst., 1965, № 2.

276. **Rosenberg L.** Developments in gas conductor-cooled generators. IEEE Trans. Power App. and Syst., 1965, № 2.

277. **Jones N., Temoshok M. and Winchester R.** Design of conductor-cooled steam turbine-generators, and application to modern power systems. IEEE Trans., PAS-84, 1965, № 2.

278. **Gheorghiu I.** Masini electrice. Vol. 4. Mașini alternative cu colecttor. Bucuresti, Didactică si pedagogică, 1965.

279. **Rziha E. V.** Starkstromtechnik Taschenbuch für Elektrotechniker, Bd. I, 2, Achte Auflage. Berlin, W. Ernst, 1955.

280. **Видеман Е., Келленбергер В.** Конструкции электрических машин. Сокр. пер. с нем. Л., «Энергия», 1972.

281. **Анормальные** режимы крупных синхронных машин. Л., «Наука», 1969. Авт.: Е. Я. Казовский, Я. Б. Данилевич, Э. Г. Кашарский, Г. В. Рубисов.

282. **Завалишин Д. А., Парфенов Э. Е., Боброва Р. Ф.** Каскад электрических машин. А. С. № 135956 СССР. — «Бюлл. изобр.», 1961, № 4.

283. **Парфенов Э. Е.** Уточненный расчет асинхронных полупроводниковых каскадов с выпрямителем в роторной цепи, эквивалентным двенадцатифазному. — В кн.: Автоматизированный электропривод. Л., «Наука», 1965.

284. **Парфенов Э. Е., Ровинский П. А.** Асинхронно-вентильные каскады для двухзонного регулирования скорости асинхронных электродвигателей. Л., «Наука», 1969.

285. **Kurita S., Kataoka M., Nimura H.** Super-sinchronous static Scherbius (Type SS Thyristor Motors). Mits. Denki Eng., 1972, № 34.

286. **Казовский Е. Я., Сидельников А. В., Троянская Д. О.** Установившиеся и переходные процессы в асинхронном двигателе, питаемом от преобразователя частоты. — «Электротехника», 1973, № 4.

Активное сопротивление синхронной машины нулевой последовательности 288
— — — — обратной последовательности 284
— — — — прямой последовательности 284

Асинхронная машина бесколлекторная 4, 25
— — двухфазная с полым ротором 548
— — коллекторная 4, 552
Асинхронный генератор 30, 411
— двигатель 29, 410
— — в режиме двойного питания 546
— — глубокопазный 27, 509
— — двухклеточный Доливо-Добровольского 27, 494
— — короткозамкнутый 26, 383
— — однофазный 538
— — с фазным ротором, с кольцами 26, 379
Бандажи ротора турбогенератора 10

Беличья клетка асинхронного двигателя 27, 383

Векторная диаграмма асинхронного двигателя 410
— — магнитных потоков асинхронной машины 397
— — напряжений синхронного двигателя 242, 257
— — генератора 178, 241
— — однофазного коллекторного двигателя последовательного возбуждения 569
— — токов асинхронной машины 398
— — трехфазного коллекторного двигателя Шраге — Рихтера 594
— — коллекторного двигателя последовательного возбуждения 606
Вентиляция асинхронных двигателей 140
— всасывающая 140
— гидрогенераторов 154
— замкнутая 144
— нагнетательная 140
— независимая 142
— осевая 141
— протяжная 142
— радиальная 141, 144
— с водородным охлаждением 144
— с жидкостным охлаждением 149
— синхронных машин 141
— турбогенераторов 143
Водородное охлаждение 144
Возбудитель 4

Втягивание в синхронизм синхронного двигателя 267, 270
Выпадение синхронной машины из синхронизма 237, 352
Высокочастотный синхронный генератор 24

Гармонические высшие э. д. с. 40, 43
— зубцового порядка 43, 68, 437
— намагничивающей силы 93
— трехфазной обмотки 97
Геометрическое место тока асинхронной машины 449

— — — асинхронных машин с переменными параметрами 472
— — — глубокопазного двигателя 515
— — — двухклеточного двигателя 502
— — — синхронной машины 247
Гидрогенератор 8, 15
Гидрогенератор зонтичного типа 15
— подвесного типа 15, 17

Диаграмма напряжений синхронного двигателя 242, 257
— — генератора 178, 232
— — при несимметричной нагрузке 299, 301
— — при несимметричных коротких замыканиях 298
— — при трехфазном коротком замыкании 188
— тока глубокопазного двигателя 515
— — двухклеточного двигателя 410
— — синхронной машины 247
— э. д. с. явнополюсного синхронного генератора (диаграмма Блонделя) 184, 187
— э. д. с. и н. с. неявнополюсного синхронного генератора (диаграмма Потье) 181, 196, 200
— — — упрощенная (шведская) 201
Добавочная э. д. с. во вторичном контуре асинхронной машины 585
Добавочные полюсы однофазного коллекторного двигателя последовательного возбуждения 572

Закон Стефана — Больцмана 127
Зубцовые гармонические в асинхронном двигателе 437
— — э. д. с. 68

Изолирующие материалы 122
Изоляция обмотки 82
Индуктивное сопротивление обмоток машин переменного тока 107

— — рассеяния 110
— — синхронной машины, нулевой последовательности 288

Индуктивное сопротивление обратной последовательности 284
— — переходное 329
— — прямой последовательности 284
— — реакции якоря 167, 171, 173
— — сверхпереходное 330
— — синхронное 187
Индукционный регулятор 389
— — сдвоенный 392
— — с соединением обмоток в общий треугольник 393

Каскад асинхронных двигателей 532
— механический асинхронного двигателя с одноякорным преобразователем (каскад Кремера) 615
Каскад электрический асинхронного двигателя с одноякорным преобразователем (каскад Шербиуса) 618
— — — — с компенсированной коллекторной машиной по системе Шербиуса 620
Классы изоляции 122
Колебания синхронных машин 344
— — — вынужденные 352, 365
— — — самопроизвольные 352
— — — собственные 354
Коллекторный генератор компенсированный неявнополюсный 622
— — — явнополюсный (генератор Шербиуса) 622
— двигатель однофазный последовательного возбуждения 568
— двигатель репульсионный с двумя комплектами щеток (Дери) 579
— двигатель с двумя обмотками на статоре 575
— двигатель с одним комплектом щеток (Томсона) 577
— двигатель трехфазный последовательного возбуждения 604
— двигатель шунтовой с двойным комплектом щеток (Шраге — Рихтера) 590
Коммутация однофазных коллекторных машин 563, 570
— трехфазных коллекторных машин 565
Конструкция асинхронных машин 25
— синхронных машин 6, 8, 15
Короткое замыкание асинхронной машины 381
— — синхронного генератора внезапное 306, 334
— — аналитическое исследование 318
— — несимметричное синхронной машины 340
— — установившееся симметричное 188, 218
Короткое замыкание несимметричное, 290, 298, 302

Коэффициент воздушного зазора 69
— лучеиспускания 128
— мощности асинхронного двигателя 444, 464
— насыщения 107
— обмоточный 49
— полезного действия асинхронной машины 416, 443
— — — синхронной машины 222
— приведения сопротивлений ротора асинхронной машины 382
— распределения обмотки 42
— рассеяния асинхронной машины 400
— дифференциального рассеяния 118
— реакции якоря синхронной машины 165
— поперечной реакции 172, 174
— продольной реакции 169, 174
— синхронизирующего момента 239
— синхронизирующей мощности 239
— скоса полюсных наконечников 70
— теплопередачи лучеиспусканием 129
— теплопередачи конвекцией 129
— теплопроводности 127
— трансформации э. д. с. асинхронной машины 380
— токов асинхронной машины 382
— укорочения шага 46
— формы поля возбуждения 164
Кривые U-образные синхронного генератора 246
Круговая диаграмма асинхронного двигателя глубокопазного 515
— — — — двухклеточного 500
— — — — однофазного 543
— — — — построение по опытным данным 477
— — асинхронной машины 445
— — асинхронной машины с переменными параметрами 471
— — точная 466
— — приближенная 452
— — уточненная 452, 464
— — тока синхронной машины 217
— — реактивной синхронной машины 251

Логарифмический декремент колебаний синхронной машины 360

Магнитная проводимость воздушного зазора 92
— — рассеяния дифференциального 119
— — лобовых частей обмотки 117
— — паза 113
Машина двойного питания 546
— синхронная неявнополюсная 6
— реактивная 249
— явнополюсная 6

Модуль резонанса колебаний синхронной машины 363
Момент асинхронной машины гистерезисный 433
— максимальный электромагнитный 30, 262, 418, 426
— паразитный асинхронный 435
— вибрационный 438
— синхронный 437
— пусковой 262, 425
— синхронизирующий 239
— синхронного двигателя входной 262
— — — одноосный 265
Мощность механическая асинхронной машины 415, 431
— электромагнитная асинхронной машины 415, 421, 423
— синхронного генератора 234
— двигателя 255

Нагревание электрических машин 122
— при кратковременном режиме работы 137
— при повторно-кратковременном режиме работы 318
— при продолжительном режиме работы 136
Намагничивающая сила вращающаяся 89, 97
— — дробных обмоток 105
— — многофазной обмотки 98
— — обмоток якоря многофазной коллекторной машины 561
— — пульсирующая 86
— — реакции якоря синхронной машины 160
Недовозбужденная и перевозбужденная синхронная машина 240
Несимметричные короткие замыкания синхронных генераторов 290, 340
Несимметричный режим работы синхронного генератора 282
Номинальные режимы работы электрических машин 136

Обмотка пусковая синхронного двигателя 24, 263
— ротора асинхронного двигателя в виде беличьей клетки 27
— — — — фазная 26, 59
— успокоительная синхронного генератора 18
Обмотки машин переменного тока 51
— — — — трехфазные двухслойные волновые 58
— — — — — — петлевые 51
— — — — — дробные 71
— — — — однослойные «вразвалку» 63
— — — — цепные 63
— эвольвентные однослойные 59
Обмотки машин переменного тока концентрические 64
— — — — принцип выполнения 32
Одноосный момент 265
Однофазный асинхронный двигатель 538
— синхронный генератор 207
Одноякорный преобразователь 366
Опыт холостого хода асинхронной машины 474
— короткого замыкания асинхронной машины 474
Отношение короткого замыкания (о. к. з.) синхронной машины 219
Охлаждение электрических машин 139

Падение напряжения синхронного генератора 193, 197
Паразитные моменты в асинхронных двигателях 435, 439
Параллельная работа синхронных машин 224
— — — — включение 225
— — — — устойчивость 236, 245
Перевозбужденная синхронная машина 247
Перегружаемость синхронной машины статическая 236
Перегрузочная способность асинхронных двигателей 444, 464
— — синхронных машин 236
Период свободных колебаний синхронной машины 357
Повышение напряжения асинхронного генератора 193, 194, 197
Постоянная времени нагревания 132
— — — электрических машин 132
— — обмотки возбуждения синхронных машин (T_{d0}) 332, 339
— — апериодического тока короткого замыкания (T_a) 335, 339
— — периодического тока короткого замыкания, переходной составляющей (T'_d) 336, 339, 314
— — — — — — сверхпереходной составляющей (T''_d) 326, 333, 339
Потери асинхронного двигателя 441
— синхронного генератора 222
Потокосцепления обмоток синхронных машин 315
Превышение температуры 124
— — допускаемое 124
Преобразователь частоты коллекторный 588
Пуск асинхронных двигателей трехфазных 482
— — — однофазных переключением со звезды на треугольник 492
— — — — с короткозамкнутым ротором 490

Пуск асинхронных двигателей трехфазных с помощью автотрансформатора 491
— — — — с помощью реактора 490
— — — — с фазным ротором 487
— одноякорного преобразователя 373
— синхронного двигателя 260
— синхронного двигателя вспомогательным двигателем 260
— синхронного двигателя частотный 261

Рабочие характеристики асинхронного двигателя 440
— — синхронного двигателя 259
Реактивный треугольник синхронного генератора 199, 221
Реакция якоря синхронной машины 160
— — — — неявнополюсной 163
— — — — однофазной 207
— — — явнополюсной 165, 167
Регулирование скорости вращения асинхронных двигателей 524, 529
Режимы работы асинхронной машины 29, 410
— — номинальные электрических машин 136
— — синхронной машины 240
Самосинхронизация 230
Синхронизация синхронных генераторов 227
Синхронизирующая мощность 239
Синхронизирующий момент 239
Синхронное индуктивное сопротивление 187
Синхронный двигатель 253
— генератор 5, 8, 12, 15, 22, 207
— компенсатор 24, 278, 281
Синхронная машина с когтеобразными полюсами 25
Скольжение асинхронной машины 28
Скос пазов 439
— полюсных наконечников 70
Срок службы изоляции электрических машин 122
Статическая перегружаемость синхронной машины 236
Схема замещения асинхронной машины 401
— — — — Г-образная 404
— — — — Т-образная 403
— — — — уточненная Г-образная 407
— — глубокопазного двигателя 512
— — однофазного асинхронного двигателя 540
— — синхронного генератора при внезапном коротком замыкании 329
— эквивалентная синхронной машины при установившемся режиме 191, 192

Тахогенератор 549
Теория двух реакций Блонделя 165
Теплопередача в электрических машинах 127
Ток внезапного короткого замыкания синхронной машины, апериодическая составляющая 314, 336
— — — — — — действующий 337
— — — — — — переходная составляющая 322, 329
— — — — — — периодическая (симметричная) составляющая 314
— — — — — — полный 335
— — — — — — сверхпереходная составляющая 328
— — — — — — ударный 335
Торможение электрическое асинхронных двигателей 544
Треугольник короткого замыкания синхронного генератора 302
Турбогенератор 8, 143

Улитка Паскаля 251
Уравнения потокосцеплений синхронной машины 315
Успокоительный момент синхронной машины 349

Фазорегулятор 394

Характеристики асинхронного двигателя при холостом ходе 474
— — — при коротком замыкании 474
— — — рабочие 440
— синхронного генератора 212
— внешние синхронного генератора 221
— короткого замыкания синхронного генератора 218
— нагрузочные синхронного генератора 198, 220
— регулировочные синхронного генератора 222
— угловые синхронной машины 231
— холостого хода синхронного генератора 216

Частота свободных колебаний синхронной машины 356

Электродвижущая сила 36
— — вращения в якоре однофазной коллекторной машины 556, 557
— — обмотки переменного тока, общее выражение 36, 48, 51
— — от зубцовых гармонических поля 68
— — трансформаторная в якоре однофазной коллекторной машины 554, 557
Электромагнитная муфта скользящая 547
Энергетическая диаграмма асинхронной машины 414

ОГЛАВЛЕНИЕ

РАЗДЕЛ ПЕРВЫЙ

ОБЩИЕ ВОПРОСЫ МАШИН ПЕРЕМЕННОГО ТОКА

Глава первая. Основные типы машин переменного тока и их устройство

1-1. Основные типы машин переменного тока 4
1-2. Принцип действия синхронной машины 5
1-3. Основные конструктивные типы синхронных машин 6
1-4. Конструкция неявнополюсных синхронных машин 8
1-5. Турбогенераторы для атомных электростанций 11
1-6. Конструкция явнополюсных синхронных машин 15
1-7. Высокочастотные и специальные синхронные машины 24
1-8. Основные конструктивные элементы асинхронных бесколлекторных машин 25
1-9. Принцип действия асинхронной машины 28
1-10. Режимы работы асинхронной машины 29
1-11. Основные соотношения. Электромагнитный момент асинхронной машины 30
1-12. Принцип выполнения обмоток машин переменного тока 32

Глава вторая. Электродвижущие силы в обмотках машин переменного тока

2-1. Основные характеристики э. д. с. переменного тока 36
2-2. Э. д. с. проводника . . . . . —
2-3. Э. д. с. витка и сосредоточенной обмотки с полным (диаметральным) шагом 40
2-4. Э. д. с. распределенной обмотки с полным шагом . . . . . —
2-5. Э. д. с. сосредоточенной обмотки с укороченным шагом 46
2-6. Общее выражение для э. д. с. обмотки якоря машины переменного тока 48
2-7. Сопряженные э. д. с. 50

Глава третья. Обмотки электрических машин переменного тока

3-1. Трехфазные двухслойные петлевые обмотки с целым q 51
3-2. Трехфазные двухслойные волновые обмотки с целым q 58
3-3. Трехфазные однослойные обмотки с катушками равной ширины 59
3-4. Трехфазные однослойные концентрические обмотки с целым числом пазов на полюс и фазу 64
3-5. Э. д. с. от зубцовых гармонических поля 68
3-6. Трехфазные обмотки с дробным числом пазов на полюс и фазу 71
3-7. Изоляция обмотки 82

Глава четвертая. Намагничивающая сила обмоток переменного тока

4-1. Постановка вопроса 86
4-2. Уравнения пульсирующих и бегущих волн . . . . . —
4-3. Намагничивающая сила фазы обмотки 91

4-4. Н. с. трехфазной обмотки 97
4-5. Анализ кривой н. с. обмоток с целым q 100
4-6. Н. с. дробных обмоток 105
4-7. Магнитное поле обмотки переменного тока 106

Глава пятая. **Индуктивные сопротивления обмоток машин переменного тока**

5-1. Индуктивные сопротивления от магнитных полей воздушного зазора . . 107
5-2. Общие выражения для индуктивного сопротивления рассеяния 110
5-3. Пазовая проводимость 113
5-4. Проводимость лобовых частей 117
5-5. Индуктивное сопротивление дифференциального рассеяния 118
5-6. Индуктивности рассеяния для статорных и роторных обмоток синхронной машины 119

Глава шестая. **Нагревание и охлаждение вращающихся электрических машин**

6-1. Применяемые в электромашиностроении изолирующие материалы и предъявляемые к ним требования 121
6-2. Допускаемые предельные температуры и превышения температуры . . 126
6-3. Теплообмен в электрических машинах 127
6-4. Теория нагревания твердого тела 131
6-5. Основные номинальные режимы работы машины 136
6-6. Нагревание машины при продолжительном режиме работы . . . . . —
6-7. Нагревание при кратковременном режиме работы 137
6-8. Нагревание при повторно-кратковременном режиме работы 138
6-9. Вентиляция электрических машин 139

Глава седьмая. **Система охлаждения турбогенераторов и гидрогенераторов**

7-1 Вентиляция турбогенераторов с обычным охлаждением 143
7-2. Системы непосредственного охлаждения обмоток турбогенераторов . . 146
7-3. Основные направления развития систем охлаждения турбогенераторов . 152
7-4. Системы охлаждения гидрогенераторов 154

РАЗДЕЛ ВТОРОЙ

СИНХРОННЫЕ МАШИНЫ

Глава восьмая. **Реакция якоря синхронной машины при симметричной нагрузке**

8-1. Явление реакции якоря многофазного синхронного генератора при симметричной нагрузке 160
8-2. Реакция якоря неявнополюсной синхронной машины 163
8-3. Реакция якоря явнополюсной синхронной машины. Теория двух реакций 165

Глава девятая. **Диаграммы напряжений трехфазного синхронного генератора при симметричной нагрузке**

9-1. Предварительные замечания 178
9-2. Диаграммы э. д. с. и Потье трехфазного неявнополюсного синхронного генератора 181
9-3. Диаграмма э. д. с. явнополюсного трехфазного синхронного генератора при симметричной нагрузке (диаграмма А. Блонделя) 184
9-4. Видоизмененная диаграмма э. д. с. 186
9-5. Диаграмма э. д. с. при коротком замыкании 188
9-6. Сопротивления синхронной машины при установившемся симметричном режиме работы 190

9-7. Определение повышения и падения напряжения с помощью диаграмм напряжения 193
9-8. Определение изменения напряжения из диаграммы э. д. с. для явнополюсной машины по расчетным данным 194
9-9. Определение изменения напряжения посредством диаграммы Потье . . 196
9-10. Упрощенная практическая диаграмма (шведская диаграмма) 201
9-11. Определение изменения напряжения по упрощенной диаграмме э. д. с. 205
9-12. Опытные данные сравнения диаграмм э. д. с. 206

Глава десятая. **Однофазный синхронный генератор**

10-1. Реакция якоря однофазного генератора 207
10-2. Диаграмма напряжений однофазного генератора 210
10-3. Сравнение габаритной мощности однофазного и трехфазного синхронного генератора 211

Глава одиннадцатая. **Характеристики синхронного генератора**

11-1. Система относительных единиц 211
11-2. Характеристика холостого хода 216
11-3. Характеристики короткого замыкания 218
11-4. Отношение короткого замыкания (о. к. з) 221
11-5. Нагрузочные характеристики 220
11-6. Внешние характеристики 221
11-7. Регулировочные характеристики 222
11-8. Потери и коэффициент полезного действия синхронного генератора . . —

Глава двенадцатая. **Параллельная работа синхронных машин**

12-1. Общие замечания 224
12-2. Параллельное включение синхронных генераторов 225
12-3. Угловые характеристики синхронной машины 231
12-4. Статическая перегружаемость синхронной машины при ее параллельной работе в электрической системе 236
12-5. Генераторные и двигательные режимы работы. Перевозбуждение и недовозбуждение синхронной машины 240
12-6. Диаграммы тока синхронных машин 247

Глава тринадцатая. **Синхронный двигатель и синхронный компенсатор**

13-1. Физическое представление о двигательном режиме синхронной машины 253
13-2. Мощности и моменты синхронного двигателя 255
13-3. Диаграмма напряжений синхронного двигателя 257
13-4. Работа синхронного двигателя при питании от мощной сети 258
13-5. Рабочие характеристики синхронного двигателя 259
13-6. Способы пуска в ход синхронного двигателя 260
13-7. Особенности процесса асинхронного пуска синхронных двигателей . . 265
13-8. Способы асинхронного пуска 272
13-9. Синхронный компенсатор 278

Глава четырнадцатая. **Несимметричные установившиеся режимы работы трехфазного синхронного генератора**

14-1. Общие замечания 282
14-2. Сопротивления синхронной машины для токов различных последовательностей 284
14-3. Несимметричные установившиеся короткие замыкания трехфазного синхронного генератора 290
14-4. Диаграммы напряжений при коротких замыканиях 298

14-5. Диаграммы напряжений при несимметричной нагрузке 299
14-6. Построение треугольников короткого замыкания для установившихся коротких замыканий генератора с учетом насыщения магнитной цепи 302

Глава пятнадцатая. **Внезапное короткое замыкание синхронной машины**

15-1. Физическая картина внезапного короткого замыкания 306
15-2. Потокосцепления обмоток статора и ротора синхронной машины . . . 315
15-3. Аналитическое исследование процесса внезапного короткого замыкания 318
15-4. Внезапное короткое замыкание синхронной неявнополюсной машины с успокоительными обмотками по продольной и поперечной осям . . 325
15-5. Схемы замещения для индуктивных сопротивлений синхронной машины при внезапном коротком замыкании 329
15-6. Постоянные времени симметричного многофазного короткого замыкания 332
15-7. Внезапное короткое замыкание многофазной явнополюсной синхронной машины 334
15-8. Полный, ударный и действующий токи многофазного симметричного короткого замыкания 335
15-9. Внезапное несимметричное короткое замыкание синхронной машины . 340

Глава шестнадцатая. **Колебания синхронных машин**

16-1. Общая физическая картина колебаний 344
16-2. Вынужденные колебания синхронной машины 352
16-3. Собственные и вынужденные колебания синхронного генератора при его работе параллельно с сетью бесконечной мощности 354
16-4. Вынужденные колебания при работе синхронного генератора в одиночку 365

Глава семнадцатая. **Одноякорный преобразователь**

17-1. Принцип действия одноякорного преобразователя и его основные соотношения 366
17-2. Соотношения между э. д. с. одноякорного преобразователя 367
17-3. Соотношения между токами одноякорного преобразователя 368
17-4. Потери в обмотке якоря одноякорного преобразователя 369
17-5. Пуск одноякорного преобразователя 373
17-6. Регулирование напряжения одноякорного преобразователя 374
17-7. Качания одноякорного преобразователя 375
17-8. Применение одноякорного преобразователя 376

РАЗДЕЛ ТРЕТИЙ

АСИНХРОННЫЕ МАШИНЫ

Глава восемнадцатая. **Трехфазная асинхронная машина при неподвижном роторе**

18-1. Предварительные замечания 378
18-2. Холостой ход асинхронной машины при $n=0$ . . . . . —
18-3. Короткое замыкание асинхронной машины 381
18-4. Параметры беличьей клетки 383
18-5. Заторможенная асинхронная машина при нагрузке 387
18-6. Индукционный регулятор 389

Глава девятнадцатая. **Трехфазная асинхронная машина при вращающемся роторе**

19-1. Основные явления, происходящие в асинхронной машине при вращении ротора 394
19-2. Уравнение э. д. с. ротора и ток ротора 396
19-3. Скорость вращения н. с. ротора 397
19-4. Уравнение н. с. и векторные диаграммы потоков асинхронной машины . —
19-5. Схемы замещения асинхронной машины 401
19-6. Режимы работы и векторные диаграммы асинхронной машины 410

Глава двадцатая. Вращающие моменты и мощности асинхронной машины

20-1. Энергетические диаграммы асинхронной машины 414
20-2. Вращающие моменты асинхронной машины 416
20-3. Электромагнитный момент асинхронной машины 418
20-4. Зависимость момента $M_{эм}$ от скольжения 422
20-5. Максимальный электромагнитный момент и максимальная мощность 423
20-6. Пусковой момент асинхронного двигателя 425
20-7. Зависимость момента от активного сопротивления цепи ротора . . 429
20-8. Зависимость момента $M_{эм}$ от частоты f_1 при $U_1/f_1=\text{const}$ . . . . —
20-9. Формула Клосса для относительного вращающего момента 430
20-10. Максимальная механическая мощность 431
20-11. Гистерезисный момент вращения 433
20-12. Паразитные моменты асинхронного двигателя 435
20-13. Асинхронные паразитные моменты 436
20-14. Зубцовые гармонические 437
20-15. Синхронные моменты . . . . . —
20-16. Вибрационные моменты 438
20-17. Меры борьбы с паразитными моментами 439
20-18. Рабочие характеристики асинхронного двигателя 440

Глава двадцать первая. Круговые диаграммы асинхронной машины

21-1. Основные положения теории геометрических мест машин переменного тока в символической форме 445
21-2. Уточненная круговая диаграмма 448
21-3. Точная круговая диаграмма 466
21-4. Геометрическое место токов асинхронных машин с переменными параметрами 472
21-5. Опыт холостого хода 474
21-6. Опыт короткого замыкания . . . . . —
21-7. Построение круговых диаграмм по опытным данным 477
21-8. Применение приближенной круговой диаграммы 479

Глава двадцать вторая. Пуск в ход трехфазных асинхронных двигателей

22-1. Общая характеристика вопроса 482
22-2. Пусковые токи асинхронных двигателей . . . . . —
22-3. Отключение асинхронного двигателя от сети 484
22-4. Процесс разбега асинхронного двигателя при пуске . . . . . —
22-5. Пуск в ход двигателей с фазным ротором 487
22-6. Пуск в ход короткозамкнутых двигателей 490

Глава двадцать третья. Асинхронные двигатели с вытеснением тока в обмотке ротора

23-1. Двухклеточный двигатель 494
23-2. Глубокопазный двигатель 509
23-3. Сопоставление двухклеточного и глубокопазного двигателей 517
23-4. Расчет пусковых характеристик синхронного явнополюсного двигателя с демпферной системой 520

Глава двадцать четвертая. Регулирование скорости вращения трехфазных асинхронных двигателей

24-1. Способы регулирования скорости 521
24-2. Регулирование скорости вращения двигателей изменением числа полюсов 525
24-3. Регулирование скорости вращения двигателей изменением первичной частоты 529
24-4. Регулирование скорости вращения двигателей изменением активного сопротивления в роторе 531
24-5. Каскадное соединение асинхронных двигателей 532

Глава двадцать пятая. **Однофазные асинхронные двигатели**

25-1. Принцип работы однофазного асинхронного двигателя 538
25-2. Схема замещения однофазного двигателя 540
25-3. Круговая диаграмма однофазного двигателя 542

Глава двадцать шестая. **Особые режимы и типы асинхронных машин**

26-1. Электрическое торможение асинхронных двигателей 544
26-2. Работа асинхронного двигателя в режиме двойного питания 546
26-3. Скользящие электромагнитные муфты 547
26-4. Асинхронные машины для автоматических устройств 548

РАЗДЕЛ ЧЕТВЕРТЫЙ

КОЛЛЕКТОРНЫЕ МАШИНЫ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА

Глава двадцать седьмая. **Общие вопросы теории коллекторных машин переменного тока**

27-1. Краткая история развития коллекторной машины переменного тока . . 552
27-2. Э. д. с., индуктируемые в якоре коллекторной машины переменного тока 554
27-3. Токи якоря коллекторной машины переменного тока 559
27-4. Н. с. обмотки якоря многофазной коллекторной машины 561
27-5. Коммутация в коллекторных машинах переменного тока 563

Глава двадцать восьмая. **Однофазные коллекторные двигатели**

28-1. Принцип действия и вращающий момент однофазного двигателя последовательного возбуждения 568
28-2. Векторная диаграмма однофазного двигателя последовательного возбуждения 569
28-3. Способы улучшения коммутации однофазных двигателей последовательного возбуждения 570
28-4. Характеристики однофазного двигателя последовательного возбуждения 573
28-5. Применение однофазных коллекторных двигателей 574
28-6. Репульсионный двигатель с двумя обмотками на статоре 575
28-7. Репульсионный двигатель с одной обмоткой на статоре и одним комплектом щеток (двигатель Томсона) 577
28-8. Характеристики репульсионного двигателя Томсона 578
28-9. Репульсионный двигатель с одной обмоткой на статоре и двумя комплектами щеток (двигатель Дери) 579

Глава двадцать девятая. **Трехфазные коллекторные двигатели параллельного и последовательного возбуждения**

29-1. Предварительные замечания 580
29-2. Общие принципы работы шунтовых многофазных коллекторных машин 581
29-3. Общие уравнения работы многофазных шунтовых коллекторных машин и их круговые диаграммы 582 585
29-4. Введение добавочной э. д. с. во вторичный контур асинхронной машины
29-5. Мощность, подводимая от источника добавочной э. д. с. 588
29-6. Преобразование частоты при помощи коллектора . . . . . —
29-7. Трехфазный шунтовой двигатель с двойным комплектом щеток (двигатель Шраге — Рихтера) 590
29-8. Регулирование скорости и cos φ двигателя Шраге — Рихтера 592
29-9. Векторные диаграммы двигателя Шраге — Рихтера 594
29-10. Характеристики двигателя Шраге — Рихтера 596
29-11. Трехфазные коллекторные двигатели последовательного возбуждения. Схемы и принцип действия двигателей 604
29-12. Основные уравнения трехфазного коллекторного двигателя последовательного возбуждения 606
29-13. Круговые диаграммы тока и напряжения 609
29-14. Схемы включения трехфазного коллекторного двигателя последовательного возбуждения, его характеристики и области применения . . 6.1

Глава тридцатая. Каскадные соединения асинхронных и коллекторных машин

30-1. Предварительные замечания 615
30-2. Механический каскад асинхронного двигателя с одноякорным преобразователем и с двигателем постоянного тока в качестве регулирующей машины (каскад Кремера) . . . . . —
30-3. Каскад с электрическим соединением (каскад Шербиуса) 618
30-4. Характеристики каскадов с механическим и электрическим соединениями 619

Глава тридцать первая. Многофазные коллекторные генераторы

31-1. Принцип действия и основные соотношения 621
31-2. Компенсированный коллекторный генератор явнополюсного типа с обмоткой возбуждения на статоре (генератор Шербиуса) 622
31-3. Компенсированный коллекторный генератор неявнополюсного типа . . —
31-4. Применение коллекторного генератора 625
31-5. Тиристорные кремниевые управляемые вентили . . . . . —
Список литературы 626
Предметный указатель 638

Михаил Поливантович Костенко

Людвиг Марианович Пиотровский

ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ МАШИНЫ. Ч. 2.

Научный редактор *П. В. Анемподистов*
Редактор *Л. М. Пирхоменко*
Художественный редактор *Г. Л. Гудков*
Технический редактор *О. С. Житникова*
Корректоры *М. Э. Орешенкова, Г. В. Иовенко*

Сдано в набор 11/XII 1972 г. Подписано к печати 21/V 1973 г. М-17943. Формат 60×90¹/₁₆. Бумага типографская № 2. Печ. л. 40,5. Уч.-изд. л. 44. Тираж 60 000 (первый завод 1—30 000). Заказ № 2500. Цена 1 р. 77 к.

Ленинградское отделение издательства «Энергия». 192041, Ленинград, Марсово поле, 1

Ленинградская типография № 4 Союзполиграфпрома при Государственном комитете Совета Министров СССР по делам издательств, полиграфии и книжной торговли. 196126, гор. Ленинград, Социалистическая, 14.